

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN



**ESTUDIO DE ESTRATEGIAS DE TRANSMISIÓN EN
ENTORNOS INTERFERENTES CON COORDINACIÓN**

AUTOR: LUCÍA DE PINTO HERNÁNDEZ

TUTOR: MATILDE PILAR SÁNCHEZ FERNÁNDEZ

Octubre, 2009

TÍTULO: *ESTUDIO DE ESTRATEGIAS DE TRANSMISIÓN EN ENTORNOS INTERFERENTES CON COORDINACIÓN.*

AUTOR: *LUCÍA DE PINTO HERNÁNDEZ*

TUTOR: *MATILDE PILAR SÁNCHEZ FERNÁNDEZ*

La defensa del presente Proyecto Fin de Carrera se realizó el día 6 de Octubre de 2009; siendo calificada por el siguiente tribunal:

PRESIDENTE: *Fernando Pérez Cruz*

SECRETARIO *Sara Pino Povedano*

VOCAL *Enrique San Millán Heredia*

Habiendo obtenido la siguiente calificación:

CALIFICACIÓN:

Presidente

Secretario

Vocal

Agradecimientos

En primer lugar me gustaría agradecer a Mati el haberme dado la oportunidad de hacer este proyecto fin de carrera con ella. Por sus atenciones, por el tiempo que me ha dedicado y por ser como es.

Quisiera dedicar este proyecto a mis padres, por su apoyo incondicional, por su comprensión y sobre todo, por estar ahí siempre que los he necesitado. A mis hermanos, por sufrir conmigo los tropiezos y alegrarse con cada uno de mis triunfos.

A Jorge por su paciencia infinita, por creer en mí más que yo misma, por entenderme mejor que nadie y hacerme feliz cada día.

A Sara, porque hemos compartido lo bueno y lo malo del paso por esta universidad desde el principio, porque no hubiese podido encontrar otra compañera, amiga y confidente mejor.

A Saray y Elena, por los buenos ratos, los sufrimientos comunes y por su amistad sincera. A mis compañeros en general porque entre todos hemos conseguido llegar a la meta. Gracias Quique, Iñaki, Ame, Antonio, Guille, Víctor, Raúl, Oscar.. y a muchos más que se me pasan por la cabeza.

Muchísimas gracias a todos.

Lo último que uno sabe es por donde empezar.

Blaise Pascal

Resumen

La evolución y el crecimiento de las comunicaciones móviles y, por ende, de los sistemas celulares en la última década ha sido impresionante, tanto en el número de usuarios como en el incremento y mejora de los servicios ofrecidos. Estas mejoras llevan asociadas un aumento del uso del espectro radio y de las velocidades de transmisión. Por ello, los esfuerzos se han dirigido al desarrollo de técnicas y estrategias que optimicen el ancho de banda utilizado para la comunicación, la SNR, etc.. como las técnicas de diversidad y la reasignación de frecuencias.

En el presente proyecto se exponen distintas estrategias de transmisión para minimizar el efecto de las interferencias típicas de los sistemas celulares, mejorando la región de tasas alcanzables por los usuarios. Se desarrollan e implementan seis soluciones de transmisión distintas: control de potencia, codificación superpuesta con cancelación parcial de la interferencia, control de potencia y multiplexación espacial de señal, control y reutilización de potencia, codificación superpuesta con cooperación para cancelación parcial de una o ambas señales interferencia. Para la implementación se han considerado dos estaciones base que envían información a dos usuarios receptores, luego se tiene una mezcla entre un canal broadcast ya que cada BTS se comunica con todos los receptores y un canal interferente porque el envío de información desde cada transmisor hacia cada uno de los receptores, interfiere en las comunicaciones del otro receptor.

Tras el análisis y la simulación de estas técnicas en distintos escenarios interferentes se elige como mejor solución la última estrategia de transmisión, consistente en aplicar codificación superpuesta con cooperación para la cancelación parcial de ambas señales interferencia. Esta solución consigue una región de tasas alcanzables mejor que la del resto de estrategias en todos los escenarios y casos simulados. Es por tanto, la más interesante para en un futuro seguir desarrollando.

Índice general

1. INTRODUCCIÓN	10
1.1. Motivación	10
1.2. Descripción de contenidos	12
2. ESTADO DEL ARTE	13
2.1. Tipos de escenarios	13
2.1.1. Definiciones	13
2.1.2. Broadcast	14
2.1.3. Interferente	15
2.1.4. De Acceso Múltiple	16
2.2. Codificación superpuesta	18
2.2.1. Estructura del transmisor IDMA	18
2.2.2. Estructura del receptor IDMA	20
2.2.3. IDMA y SC	20
2.3. Cooperación	21
3. CANALES BROADCAST E INTERFERENTE	22
3.1. Canal <i>Broadcast</i>	22
3.1.1. Definiciones	22
3.1.2. Canales <i>broadcast</i> degradados	25
3.1.3. Región de capacidad: canales <i>broadcast</i> degradados	25
3.2. Canal Interferente	26

3.2.1. Definiciones y preliminares	26
3.2.2. Límites en la región de capacidad	28
4. SOLUCIONES DE TRANSMISIÓN	31
4.1. Modelo de Sistema	31
4.2. Escenarios interferentes en entornos con desvanecimiento plano	33
4.2.1. Caso A: Escenario interferente con control de potencia	33
4.2.2. Caso B: Escenario interferente con codificación superpuesta (rate splitting) con cancelación parcial de la interferencia	33
4.2.3. Caso C: Escenario interferente con control de potencia y multiplexación espacial de señal	35
4.2.4. Caso D: Escenario interferente con control y reutilización de potencia . . .	35
4.2.5. Caso E: Codificación superpuesta con cooperación para cancelación parcial de interferencia	36
4.2.6. Caso F: Codificación superpuesta con cooperación para cancelación parcial de ambas señales interferencia	40
5. SIMULACIONES EN ENTORNOS REALISTAS	46
5.1. Escenarios interferentes en entornos realistas con desvanecimiento	46
6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	60
A. TABLAS GENERACIÓN ESCENARIOS	62

Lista de Figuras

2.1. Canal Broadcast	14
2.2. Canal Interferente	15
2.3. Canal de Acceso Múltiple	16
2.4. Codificador de un sistema con codificación superpuesta	19
2.5. Receptor iterativo de un sistema con codificación superpuesta	20
3.1. Canal Broadcast	23
3.2. Canal Interferente	27
3.3. Límites simples de la región de capacidad de un canal interferente	28
4.1. Escenarios de decodificación para canal interferente utilizando dos códigos	34
4.2. Escenarios de decodificación para canal interferente utilizando tres códigos	34
4.3. Escenarios de decodificación para el Escenario 1	37
4.4. Escenarios de decodificación para el Escenario 2	38
4.5. Escenarios de decodificación para caso E con escenarios mixtos	39
4.6. Escenarios de decodificación para caso F	41
4.7. Región de tasas alcanzables para SNR cero	43
4.8. Región de tasas alcanzables para SNR simétricas	43
4.9. Región de tasas alcanzables para SNR asimétricas: 5dB vs 10dB	44
4.10. Región de tasas alcanzables para SNR asimétricas: 10dB vs 5dB	44
4.11. Región de tasas alcanzables para SNR asimétricas: 5dB vs 15dB	45
4.12. Región de tasas alcanzables para SNR asimétricas: 15dB vs 5dB	45

5.1. Escenarios de sectorización	47
5.2. Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$	49
5.3. Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$	49
5.4. Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$	50
5.5. Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$	50
5.6. Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$	51
5.7. Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$	51
5.8. Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$	52
5.9. Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$	52
5.10. Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$	53
5.11. Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$	53
5.12. Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$	54
5.13. Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$	54
5.14. Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$	55
5.15. Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$	55
5.16. Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$	56
5.17. Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$	56
5.18. Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$	57
5.19. Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$	57
5.20. Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$	58
5.21. Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$	58
5.22. Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$	59

Lista de Tablas

4.1. Escenarios de recuperación de señal e interferencia para el caso E con escenarios mixtos	38
4.2. Escenarios de recuperación de señal e interferencia para el caso F	40

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Este proyecto fin de carrera está orientado al estudio de distintas estrategias o soluciones de transmisión en escenarios interferentes, como los que encontramos en los sistemas celulares, para la mejora de las tasas alcanzables por cada usuario.

1.1. Motivación

El gran crecimiento de las comunicaciones móviles en los últimos años da como resultado una extensa cobertura de sistemas celulares, lo cual ha hecho a la telefonía móvil el medio ideal para proveer servicios inalámbricos de datos en todas partes. Técnicamente esta evolución viene determinada por el uso de velocidades de transmisión mucho mayores y el incremento del número de estaciones base, proporcionando una capacidad de radio adicional sin incremento del espectro radioeléctrico.

El espectro radio disponible para servicios inalámbricos es tremendamente escaso. Como consecuencia de ello, el conflicto entre la creciente demanda y la escasez de espectro radioeléctrico es la preocupación más importante en la actualidad, siendo este el objetivo principal para el diseño de futuros sistemas de comunicaciones móviles.

Para el aprovechamiento eficiente del espectro de radio, se utilizan, entre otros, sistemas de reutilización de frecuencias que aumentan la capacidad y minimizan las interferencias. En este proyecto se exponen distintas estrategias de transmisión para las estaciones base que mejorarán

las tasas alcanzables por los distintos usuarios mediante la recuperación y eliminación parcial de la interferencia existente. Viene por tanto a ser otra solución para la mejora en la optimización del saturado y limitado espacio radioeléctrico.

1.2. Descripción de contenidos

Esta memoria está organizada como sigue.

En este primer capítulo se realiza una pequeña introducción sobre el contenido del proyecto a través de una descripción de la motivación del mismo.

El capítulo 2 introduce una breve descripción sobre los distintos tipos de canales en los que está basado el canal de estudio. Además se presentan las características de la codificación superpuesta o *superposition coding*, mediante la descripción de la estructura de su transmisor y de su receptor y se comenta brevemente en qué consiste la cooperación.

En el capítulo 3 se estudia en profundidad el canal *broadcast* y el canal interferente.

El capítulo 4 se exponen las distintas estrategias de transmisión consideradas en este proyecto y se muestran los resultados obtenidos para unos valores de SNR prefijados. En el capítulo 5 se utilizan valores de SNR determinados por distintos modelos de entornos realistas para realizar las simulaciones.

Por último en el capítulo 6 se exponen las conclusiones según los resultados presentados y las líneas futuras de trabajo.

Capítulo 2

ESTADO DEL ARTE

2.1. Tipos de escenarios

2.1.1. Definiciones

Para todos los escenarios se tiene:

- χ_i : alfabeto al que pertenecen los símbolos transmitidos.
- X_i : símbolo transmitido representado por una v.a. que toma valores en el alfabeto χ_i .
- x_i : valor concreto del símbolo transmitido.
- \hat{x}_i : valor estimado de x_i .
- Υ_j : alfabeto al que pertenecen los símbolos recibidos.
- Y_j : símbolo recibido representado por una v.a. que toma valores en el alfabeto Υ_j .
- y_j : valor concreto del símbolo recibido.
- W_i : símbolo transmitido representado por una v.a. que toma valores en el conjunto $1, 2, \dots, 2^{nR_i}$.
- w_i : índice del conjunto W_i .
- \hat{W}_i : valor estimado de W_i .

2.1.2. Broadcast

En un canal *broadcast* se tiene un transmisor con potencia P y dos receptores lejanos, uno con densidad espectral de ruido N_1 y el otro con densidad espectral de ruido N_2 . Se asume $N_1 < N_2$ sin perder generalidad. Luego en cierto sentido, el receptor Y_1 es mejor que el receptor Y_2 . El modelo del canal es [1]:

$$\begin{aligned} Y_1 &= X + Z_1 \\ Y_2 &= X + Z_2 \end{aligned} \quad (2.1)$$

donde Z_1 y Z_2 son variables aleatorias gaussianas arbitrariamente correladas con varianzas N_1 y N_2 , respectivamente. El receptor quiere enviar mensajes independientes a tasas R_1 y R_2 a los receptores Y_1 e Y_2 respectivamente.

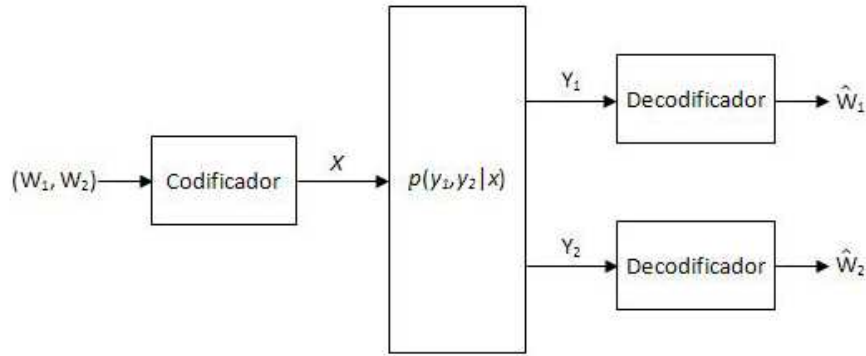


Figura 2.1: Canal Broadcast

Una de las estrategias más sencillas en un canal *broadcast* para codificar los mensajes, consiste en que el transmisor genera dos códigos, uno con potencia αP a tasa R_1 y otro código con potencia $\bar{\alpha}P$ y tasa R_2 . Donde $0 \leq \alpha \leq 1$, $\bar{\alpha} = 1 - \alpha$ puede elegirse arbitrariamente para que el transmisor compense las tasas R_1 y R_2 como desee. Entonces, para enviar un índice $w_1 \in W_1 = 1, 2, \dots, 2^{nR_1}$ y $w_2 \in W_2 = 1, 2, \dots, 2^{nR_2}$ a Y_1 y Y_2 , respectivamente, se coge la palabra $x_1 \in \chi_1$ del primer código y la palabra $x_2 \in \chi_2$ del segundo código y se calcula la suma. Luego se envía la suma por el canal.

Los dos receptores deben ahora decodificar. Se considerará primero el peor receptor, Y_2 . Simplemente tiene que buscar en el segundo código la palabra más cercana al vector Y_2 que ha recibido. La relación señal a ruido efectiva es $\bar{\alpha}P/(\alpha P + N_2)$ ya que el mensaje de Y_1 actúa

como ruido para Y_2 . El receptor Y_1 primero decodifica el mensaje codificado de Y_2 , lo cual puede hacer debido a su bajo nivel de ruido N_1 . Resta esta palabra \hat{x}_2 de Y_1 , dejándole un canal de potencia αP y ruido N_1 . Busca entonces en el primer código la palabra más cercana a $Y_1 - \hat{x}_2$. La probabilidad de error resultante puede hacerse tan baja como se quiera.

2.1.3. Interferente

Un canal interferente es un medio de comunicación compartido por M -pares de transmisor-receptor. El envío de información desde cada transmisor hacia su correspondiente receptor, interfiere en la comunicación entre los otros transmisores y sus receptores. Para el caso $M = 2$, el canal interferente tiene dos transmisores y dos receptores. El transmisor 1 quiere enviar información al receptor 1, no le importa lo que reciba o *entienda* el receptor 2. Igualmente pasa con el transmisor 2 y el receptor 2. Cada canal interfiere con el otro. No es exactamente un canal *broadcast* porque sólo hay un receptor *destino* para cada transmisor; no es un canal de múltiple acceso porque cada receptor está interesado solamente en lo que se le manda por su correspondiente transmisor.

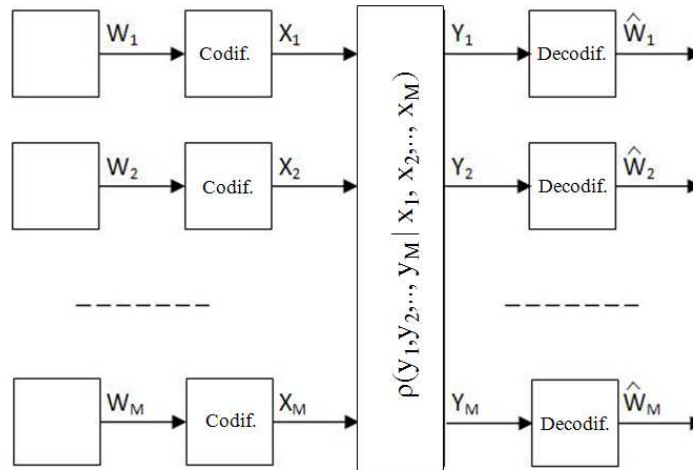


Figura 2.2: Canal Interferente

Este canal no se ha resuelto de forma general, incluso en el caso gaussiano. Pero sorprendentemente, para el caso de alta interferencia Carleial [2] demostró que la solución a este canal es la misma que si no hubiera interferencia alguna. Para lograr esto, se generan dos códigos, cada uno

con potencia P y tasa $q(P/N)$, siendo $q(x)$ la tasa que se obtiene para una relación señal a ruido x . Cada transmisor elige de modo independiente una palabra de su código y la envía. Asumiendo un canal normalizado donde la atenuación entre cada par *BTS* - *usuario* es 1 y la atenuación entre la *BTS* interferente y usuario es a_{ij} , si la interferencia a_{ij} satisface $q(a_{ij}^2 P / (P + N)) > q(P/N)$, el primer receptor comprende perfectamente el índice del segundo transmisor. Lo encuentra buscando la palabra código más cercana a la señal que ha recibido. Una vez ha encontrado esta señal, la resta de la onda recibida. Ahora tiene por tanto, un canal *limpio* con su transmisor. Con el resultado de la resta busca en el código de su transmisor la palabra más cercana y determina qué palabra código le fue enviada.

2.1.4. De Acceso Múltiple

En un canal de acceso múltiple dos o más transmisores envían información a un receptor común.

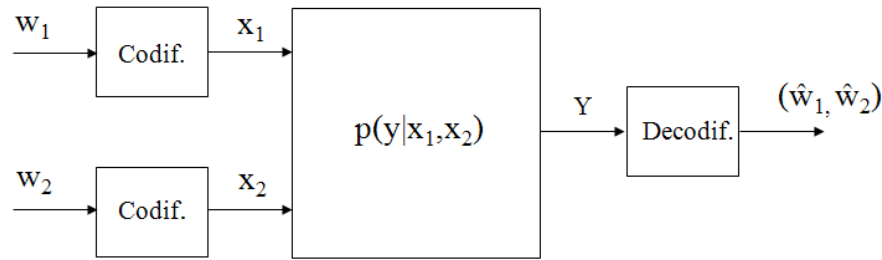


Figura 2.3: Canal de Acceso Múltiple

Un ejemplo típico de canal de acceso múltiple es un satélite receptor con varias estaciones terrestres independientes. Los transmisores no sólo deben *enfrentarse* al ruido del receptor, sino también a la interferencia de los otros transmisores.

Un canal discreto de acceso múltiple sin memoria consta de tres alfabetos, dos de entrada χ_1 y χ_2 y uno de salida Υ y de una matriz de probabilidad de transición $p(y|x_1, x_2)$.

Un código $((2^{nR_1}, 2^{nR_2}), n)$ para el canal de acceso múltiple consta de dos conjuntos de enteros $W_1 = 1, 2, \dots, 2^{nR_1}$ y $W_2 = 1, 2, \dots, 2^{nR_2}$, dos funciones de codificación,

$$\begin{aligned} X_1 : W_1 &\rightarrow \chi_1^n \\ X_2 : W_2 &\rightarrow \chi_2^n \end{aligned} \tag{2.2}$$

y una función de decodificación

$$g: \Upsilon^n \rightarrow W_1 \times W_2. \quad (2.3)$$

El transmisor 1, elige un índice de w_1 del conjunto $1, 2, \dots, 2^{nR_1}$ y envía la palabra código correspondiente por el canal. El transmisor 2 hace lo mismo.

2.2. Codificación superpuesta

La técnica de la codificación superpuesta (*SC*) es un enfoque de codificación de ancho de banda eficiente que consigue alto rendimiento en la transmisión [3], [4]. En este tipo de codificación, se superponen linealmente antes de la transmisión varias secuencias codificadas independientes [5], [6], [7], [8], llamadas capas o ‘*layers*’. Como resultado de esto, la señal transmitida tiene una distribución aproximada a la gaussiana, una forma perfecta para alcanzar la capacidad teórica.

El esquema de la codificación superpuesta es similar a uno de los sistemas de múltiple acceso, el IDMA (*Interleave Division Multiple Access*) [9], donde cada capa se ve como un usuario. De ahí, que muchas de las técnicas avanzadas y de las buenas características de los sistemas IDMA se puedan aplicar a la codificación superpuesta, tales como:

- Receptor iterativo de baja complejidad.
- Rápida evolución de la relación señal a ruido para predecir el rendimiento del sistema.
- Técnica lineal de distribución de potencia para mejorar el rendimiento del sistema [10].

Esta técnica de codificación es también flexible para combinarla con la modulación adaptativa, la cual se consigue mediante el ajuste del número de capas en función de las condiciones del canal, basadas en la información *blanda* entregada por el receptor iterativo. En contraste con las técnicas convencionales de modulación adaptativa, esta técnica puede utilizar un esquema de modulación fijo con código binario para todas las capas. Esto quiere decir que el esquema es más flexible a la hora de cambiar la tasa y puede emplearse por tanto un receptor de menor complejidad.

2.2.1. Estructura del transmisor IDMA

Se considera un sistema IDMA con M -capas como el mostrado en la figura 2.4, éste incluye M codificadores *ENCs* y M entrelazadores aleatorios π_m , $m = 1 : M$. La entrada de datos binaria W se divide en M subsecuencias de longitud N : w_m^N , $m = 1 : M$. La subsecuencia w_m^N de la capa m se codifica mediante un codificador *ENC* $1/n$, generando la secuencia código de longitud J c_m^J , donde J es la longitud de trama codificada y es igual a $J = nN$. El codificador *ENC* es normalmente el mismo para todas las capas, pero se podrían usar codificadores distintos. Después de codificar, la secuencia codificada pasa por un entrelazador π_m . A la versión entrelazada

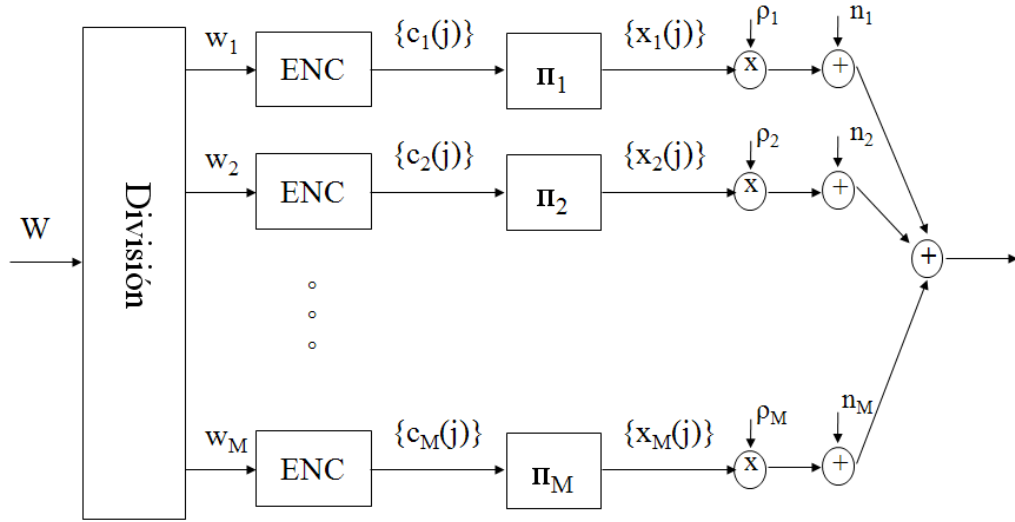


Figura 2.4: Codificador de un sistema con codificación superpuesta

aleatoriamente de c_m^J que se denomina x_m^J se le aplica una modulación BPSK. Las M secuencias BPSK independientes de todas las capas son superpuestas linealmente para formar la señal de salida.

Asumiendo canales cuasi estáticos sin desvanecimiento, donde el coeficiente del canal es constante para cada capa, la señal recibida en el momento j se puede escribir como

$$y(j) = \sum_{m=1}^M \rho_m x_m(j) + n(j), \quad j = 1, 2, \dots, J \quad (2.4)$$

donde $x_m(j)$ es la componente j -ésima de la secuencia x_m^J y ρ_m representa el factor de atenuación para la capa m , el cual se asume que es conocido perfectamente en el receptor. Las $n(j)$ son muestras de ruido blanco aditivo gaussiano de media cero AWGN con varianza $\sigma^2 = N_0/2$. La clave del esquema es que los entrelazadores π_m deben ser diferentes para las distintas capas. Se asume que los entrelazadores son generados aleatoria e independientemente. En el esquema, aparte de para la separación de usuario, el entrelazado es importante para obtener una ganancia en diversidad en canales con desvanecimiento.

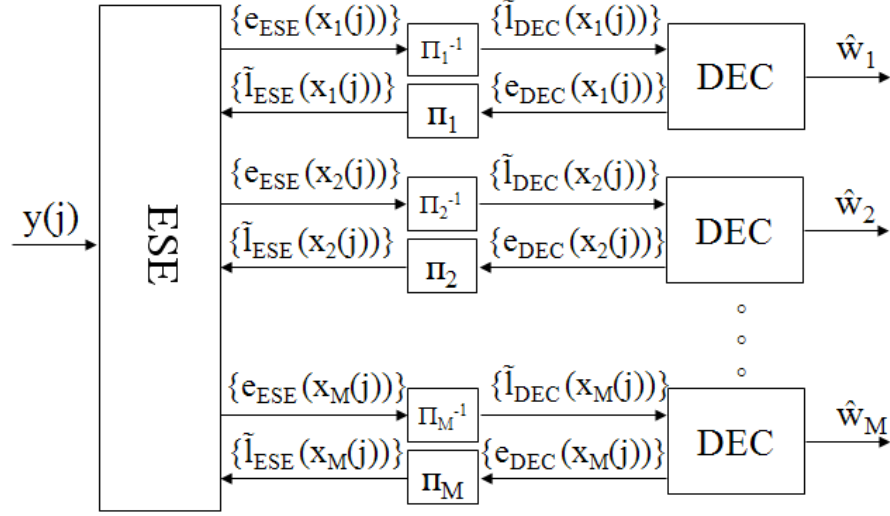


Figura 2.5: Receptor iterativo de un sistema con codificación superpuesta

2.2.2. Estructura del receptor IDMA

Por los entrelazadores aleatorios y el proceso lineal de superposición, el sistema de codificación superpuesta tiene características similares a la de los sistemas de acceso múltiple, en concreto al sistema IDMA. De ahí, que sea posible el uso de un receptor iterativo sub-óptimo similar al del sistema IDMA [9]. Como se ve en la figura 2.5, el receptor consta de de un estimador elemental de señal ESE, un detector multicapa de baja complejidad para suprimir la interferencia multicapa y M decodificadores DEC monocapa de máximo a posteriori (MAP), uno por cada capa. Los DEC y el ESE están conectados mediante desentrelazadores π_m^{-1} , $m = 1 : M$ y entrelazadores π_m , $m = 1 : M$. Los mensajes intercambiados entre el ESE y los DEC son los valores de información extrínsecos.

2.2.3. IDMA y SC

Se pueden hacer paralelismos entre la estructura del codificador IDMA visto y el de un sistema SC, teniendo en cuenta que las capas del transmisor IDMA en SC son usuarios y que el conjunto codificador más entrelazador de IDMA en SC sólo aparece el codificador.

De forma paralela, la estructura del receptor para SC es similar a la del IDMA con una realimentación de decisiones o decodificadores con cancelación parcial de interferencia.

2.3. Cooperación

Se considera un sistema inalámbrico con dos nodos A y B , que transmiten paquetes de datos W_1, W_2 a un nodo destino D usando un canal en el cual cualquier nodo puede *escuchar* a cualquier otro. En un sistema *convencional*, A y B querrán transmitir sus paquetes a D de forma independiente utilizando el canal por turnos. Si todos los canales permanecen estacionarios durante un largo tiempo, entonces puede que a A y/o B les sea imposible alcanzar D con la potencia y el ancho de banda disponibles.

Para remediar este problema, se puede permitir a A y a B cooperar a la hora de transmitir sus datos actuando como *repetidores* el uno del otro. Por ejemplo, si el canal $A \rightarrow D$ es malo pero los canales $A \rightarrow B$ y $B \rightarrow D$ son buenos, entonces A puede transmitir sus datos a través del camino $A \rightarrow B \rightarrow D$.

Las técnicas de cooperación existentes están basadas en varios esquemas de *amplificación y reenvío* [11], (donde B amplifica y retransmite la señal recibida de A) y métodos de *decodificación y reenvío* [12], [13], [14] (donde B primero decodifica el paquete de A y lo vuelve a codificar y retransmitir utilizando probablemente un código distinto).

Otro esquema de transmisión cooperativa propuesto por Larsson y Vojcic [15], consiste en que cuando B , por ejemplo, actúa como repetidor de A , transmite simultáneamente sus propios datos y los de A , usando algún tipo de *modulación superpuesta*.

Capítulo 3

CANALES BROADCAST E INTERFERENTE

En este capítulo se van a ver en detalle las estrategias más habituales en los canales *broadcast* e interferente para codificar, transmitir y decodificar la información enviada por dichos canales.

3.1. Canal *Broadcast*

3.1.1. Definiciones

A las definiciones dadas en el capítulo anterior, hay que añadir:

- X_i^n : secuencia de n símbolos transmitidos representada por una variable aleatoria que toma valores en el alfabeto χ_i .
- Y_i^n : secuencia de n símbolos recibidos representada por una variable aleatoria que toma valores en el alfabeto Υ_j .
- **Canal *broadcast***

Un canal *broadcast* con dos receptores consiste en un alfabeto de entrada χ y dos alfabetos de salida, Υ_1 y Υ_2 , y una función de probabilidad de transición $p(y_1, y_2|x)$. Se dice que el canal *broadcast* no tiene memoria si la probabilidad condicionada para n usos del canal

$p(y_1^n, y_2^n | x^n) = \prod_{j=1}^n p(y_1(j), y_2(j) | x(j))$ donde $y_i(j)$ es la componente j -ésima de la secuencia recibida y_i^n y $x(j)$ es la componente j -ésima de la secuencia transmitida x^n .

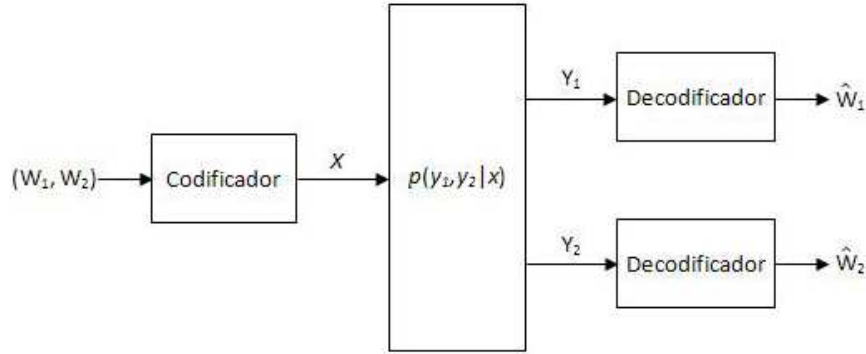


Figura 3.1: Canal Broadcast

Se definirán códigos, probabilidad de error, tasas alcanzables y regiones de capacidad para el canal *broadcast*.

Un código $((2^{nR_1}, 2^{nR_2}), n)$ para un canal *broadcast* con dos flujos de información independientes consiste en un codificador,

$$X : (\{1, 2, \dots, 2^{nR_1}\} \times \{1, 2, \dots, 2^{nR_2}\}) \rightarrow \mathcal{X}^n \quad (3.1)$$

y dos decodificadores,

$$g_1 : \Upsilon_1^n \rightarrow \{1, 2, \dots, 2^{nR_1}\} \quad (3.2)$$

y

$$g_2 : \Upsilon_2^n \rightarrow \{1, 2, \dots, 2^{nR_2}\}. \quad (3.3)$$

Se define la probabilidad de error media como la probabilidad de que el mensaje decodificado no sea igual al mensaje transmitido; esto es,

$$P_e^{(n)} = P(g_1(Y_1^n) \neq W_1 \text{ o } g_2(Y_2^n) \neq W_2), \quad (3.4)$$

donde (W_1, W_2) se suponen uniformemente distribuidas sobre $2^{nR_1} \times 2^{nR_2}$.

■ Tasas alcanzables

Un par de valores de tasa (R_1, R_2) se dice que es *alcanzable* por el canal *broadcast* si existe una secuencia de códigos $((2^{nR_1}, 2^{nR_2}), n)$ con $P_e^{(n)} \rightarrow 0$.

A continuación se definirán las tasas para el caso de tener información común que mandar a ambos receptores. Un código $((2^{nR_0}, 2^{nR_1}, 2^{nR_2}), n)$ para un canal *broadcast* con información común consiste en un codificador,

$$X : (\{1, 2, \dots, 2^{nR_0}\} \times \{1, 2, \dots, 2^{nR_1}\} \times \{1, 2, \dots, 2^{nR_2}\}) \rightarrow \chi^n, \quad (3.5)$$

y dos decodificadores,

$$g_1 : \Upsilon_1^n \rightarrow \{1, 2, \dots, 2^{nR_0}\} \times \{1, 2, \dots, 2^{nR_1}\} \quad (3.6)$$

y

$$g_2 : \Upsilon_2^n \rightarrow \{1, 2, \dots, 2^{nR_0}\} \times \{1, 2, \dots, 2^{nR_2}\}. \quad (3.7)$$

Asumiendo que la distribución sobre (W_0, W_1, W_2) es uniforme, se define la probabilidad de error como la probabilidad de que el mensaje decodificado no sea igual al mensaje transmitido:

$$P_e^{(n)} = P(g_1(Y_1^n) \neq (W_0, W_1) \text{ o } g_2(Y_2^n) \neq (W_0, W_2)). \quad (3.8)$$

Un tasa triple (R_0, R_1, R_2) se dice que es *alcanzable* por el canal *broadcast* con información común si existe una secuencia de códigos $((2^{nR_0}, 2^{nR_1}, 2^{nR_2}), n)$ con $P_e^{(n)} \rightarrow 0$.

■ Región de capacidad

La región de capacidad de un canal *broadcast* es el cierre del conjunto de tasas alcanzables.

Se observa que un error en el receptor Y_1^n depende sólo de la distribución $p(x^n, y_1^n)$ y no de la distribución conjunta $p(x^n, y_1^n, y_2^n)$. De este modo, se tiene el siguiente teorema:

Teorema 1 [5]: La región de capacidad de un canal *broadcast* depende solamente de las distribuciones marginales condicionales $p(y_1|x)$ y $p(y_2|x)$.

3.1.2. Canales *broadcast* degradados

Se dice que un canal *broadcast* está físicamente degradado si $[5] p(y_1, y_2|x) = p(y_1|x)p(y_2|y_1)$.

3.1.3. Región de capacidad: canales *broadcast* degradados

Se considerará que se envía información independiente sobre un canal *broadcast* degradado a una tasa R_1 a Y_1 y a tasa R_2 a Y_2 .

Teorema 2 [5]: La región de capacidad enviando información independiente sobre el canal *broadcast* degradado $X \rightarrow Y_1 \rightarrow Y_2$ es la envolvente convexa del cierre de todos los pares (R_1, R_2) que satisfacen

$$R_2 \leq I(U; Y_2), R_1 \leq I(X; Y_1|U) \quad (3.9)$$

para alguna distribución conjunta $p(u)p(x|u)p(y_1, y_2|x)$, donde la variable aleatoria auxiliar U está cardinalmente limitada por $|U| \leq \min\{|\mathcal{X}|, |\Upsilon_1|, |\Upsilon_2|\}$.

Hasta ahora se ha considerado el envío de información independiente a cada receptor. Pero en determinadas ocasiones, se puede desear enviar información común a ambos receptores. La tasa a la que se envía la información común será R_0 .

Teorema 3 [5]: Si el par de tasa (R_1, R_2) es alcanzable por un canal *broadcast* con información independiente, la tasa triple $(R_0, R_1 - R_0, R_2 - R_0)$ con una tasa común R_0 será alcanzable, siempre que $R_0 \leq \min(R_1, R_2)$.

Para el caso de un canal *broadcast* degradado, se puede incluso mejorar. Según el esquema de codificación, el mejor receptor siempre decodifica toda la información que se manda al peor receptor. Cuando se tiene información común, no es necesario reducir la cantidad de información que se envía al mejor receptor. De ahí, se tiene el siguiente teorema:

Teorema 4 [5]: Si el par de tasa (R_1, R_2) es alcanzable por un canal *broadcast* degradado, la tasa triple $(R_0, R_1, R_2 - R_0)$ será alcanzable por el canal con información común, siempre que $R_0 \leq R_2$.

3.2. Canal Interferente

3.2.1. Definiciones y preliminares

■ Red interferente

Una *red interferente*, también conocida como red M-to-N, es una red de comunicaciones con M transmisores o terminales de entrada, con alfabeto $\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_M$; N receptores o terminales de salida, con alfabeto $\Upsilon_1, \Upsilon_2, \dots, \Upsilon_N$; y una colección de medidas de probabilidad condicional sobre el conjunto de señales de salida, dadas las señales de entrada.

Una red M-to-N discreta en el tiempo y sin memoria tiene $\left| \prod_{i=1}^M \chi_i \right|$ distribuciones condicionales

$$p_{\mathbf{Y}|\mathbf{X}}(\cdot|\mathbf{x}) = p_{Y_1 Y_2 \dots Y_N | X_1 X_2 \dots X_M}(\cdot, \cdot, \dots, \cdot | x_1, x_2, \dots, x_M) \quad (3.10)$$

sobre las palabras de salida

$$\mathbf{y} \in \prod_{j=1}^N \Upsilon_j \quad (3.11)$$

■ Canal interferente

Un *canal interferente* es una red M-to-N donde existe una correspondencia uno a uno entre transmisores y receptores de forma que cada transmisor comunica información sólo a su receptor correspondiente.

Un canal interferente tiene M enlaces o *links* principales entre los terminales correspondientes y $M(M-1)$ enlaces interferentes. Según la definición dada (ver figura 3.2), sólo hay M tasas de comunicación de interés. Se define de forma natural una región de capacidad M -dimensional.

■ Región de capacidad

La *región de capacidad* C de un canal interferente es el cierre del conjunto de vectores de tasa $\mathbf{R} = (R_1, R_2, \dots, R_M)$ para los que es posible mantener comunicaciones fiables simultáneas sobre los M enlaces principales, con fuentes independientes de información en los terminales de entrada.

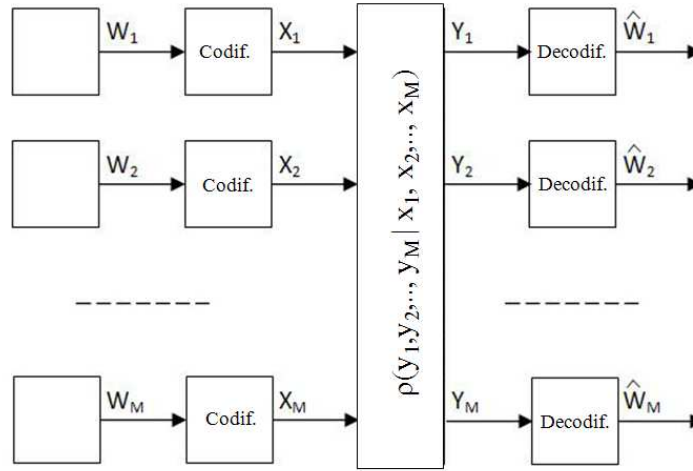


Figura 3.2: Canal Interferente

De forma más general, se utiliza una red M-to-N si cada transmisor puede enviar un mensaje distinto a cada una de las $2^N - 1$ combinaciones de receptores, definiéndose una región de capacidad de dimensión $M(2^N - 1)$ [16]. Se asumirá que todas las fuentes conectadas a la red son independientes para que las regiones de capacidad estén bien definidas. Se han estudiado los problemas que implican las fuentes interdependientes introduciendo nuevas dimensiones [17], pero no se ha establecido una formulación general. Ahlswede [18] y Ulrey [19] estudiaron otro uso específico de la red M-to-N, donde cada transmisor envía un mensaje $U_i, i = 1, 2, \dots, M$ a los N receptores. Demostraron que ese problema es esencial en las comunicaciones simultáneas de acceso múltiple y determinaron la región de capacidad M -dimensional correspondiente.

Ya que los N receptores de una red interferente están aislados entre ellos y no puede colaborar en la decodificación de señales, se deduce que si dos redes tienen las mismas distribuciones de probabilidad condicional marginal $p_{Y_1|\mathbf{X}}(\cdot|\mathbf{x}), \dots, p_{Y_N|\mathbf{X}}(\cdot|\mathbf{x})$ para cada elección de entradas \mathbf{x} , entonces sus correspondientes MN enlaces individuales son capaces de ofrecer las mismas prestaciones de comunicación. Si se usa el mismo código sobre ambas redes, decodificadores idénticos en sus correspondientes receptores tendrán probabilidad de error idénticas. En este sentido, las dependencias entre las salidas dadas las entradas, son irrelevantes, un hecho que ha sido señalado para canales *broadcast* [20]. Redes interferentes con las mismas marginales son por tanto consideradas equivalentes. En concreto, las redes equivalentes tienen la misma región de capacidad.

3.2.2. Límites en la región de capacidad

Una red M-to-N se puede ver como una combinación de M canales *broadcast* o, alternativamente, como una combinación de N canales de acceso múltiple. Esta última forma de verlo lleva al cálculo de límites internos y externos de la región de capacidad de un canal interferente. Estos límites son a menudo débiles, pero relativamente fáciles de calcular. En la figura 3.3 están esbozados para un ejemplo con $M = 2$.

Sea $\rho_{\mathbf{X}}$ la clase de todas las distribuciones conjuntas $p_{\mathbf{X}}$ sobre las entradas tal que X_1, X_2, \dots, X_M son independientes. Para $i = 1, 2, \dots, M$, se definen las capacidades de los enlaces principales

$$C_i = \sup_{\rho_{\mathbf{X}}} I(X_i, Y_i | X_1 X_2 \cdots X_{i-1} X_{i+1} \cdots X_M) \quad (3.12)$$

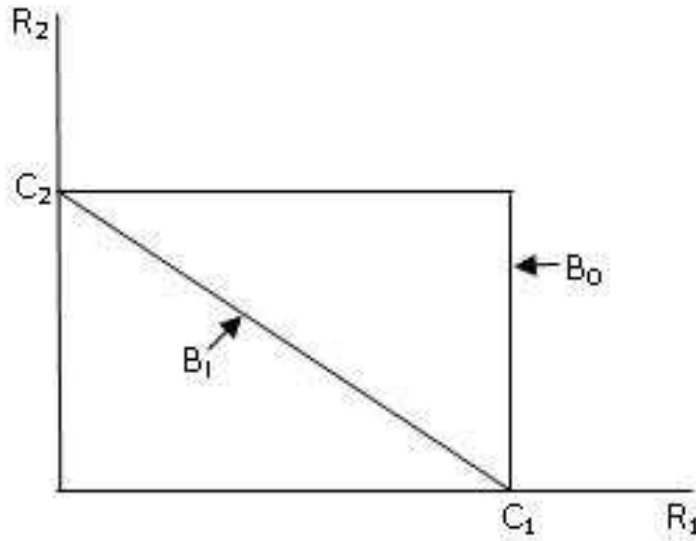


Figura 3.3: Límites simples de la región de capacidad de un canal interferente

Teorema 5 [5]: La región de capacidad C de un canal interferente satisface $B_I \subset C \subset B_O$ con:

- $B_I \equiv$ Región limitada por el hiperplano $(M - 1)$ dimensional que contiene los vectores de tasa $(C_1, 0, \dots, 0)$, $(0, C_2, \dots, 0)$, \dots , $(0, 0, \dots, C_M)$.

- $B_O \equiv$ Región (paralelepípedo) formada por todos los vectores de tasa, están dominados por (C_1, C_2, \dots, C_M) .

Límites Internos Se considera un canal interferente sin memoria con dos pares transmisor-receptor, alfabetos discretos $\chi_1, \chi_2, \Upsilon_1$ y Υ_2 , y distribuciones condicionales $p_{Y_1 Y_2 | X_1 X_2}$. Dados dos enteros positivos m_1 y m_2 , sean $\zeta_1 = \{1, 2, \dots, m_1\}$ y $\zeta_2 = \{1, 2, \dots, m_2\}$ y definidas Z_1 y Z_2 variables independientes aleatorias sobre esos espacios de muestra, con distribución de probabilidad p_{Z_1} y p_{Z_2} . Estas variables aleatorias representan, al menos de modo intuitivo, porciones de la información de entrada (contenida en X_1 y X_2 respectivamente) que será decodificada en ambos receptores. Ahora se define la unión del conjunto $Z_1 X_1 Z_2 X_2 Y_1 Y_2$ especificando arbitrariamente las distribuciones condicionales $p_{X_1 | Z_1}$ y $p_{X_2 | Z_2}$ sobre las señales de entrada y escribiendo

$$p_{Z_1 X_1 Z_2 X_2 Y_1 Y_2} = p_{Z_1} p_{Z_2} p_{X_1 | Z_1} p_{X_2 | Z_2} p_{Y_1 Y_2 | X_1 X_2} \quad (3.13)$$

Bajo esas condiciones, se define la región $\mathfrak{R}_{m_1 m_2}(Z_1 X_1, Z_2 X_2)$ como el conjunto de todos los pares de tasa: $\mathbf{R} = (R_1, R_2)$ tal que es posible escribir $R_1 = R_{10} + R_{11}$ y $R_2 = R_{20} + R_{22}$ con R_{10}, R_{11}, R_{20} y R_{22} no negativos y satisfaciendo las cuatro siguientes condiciones.

1. Se cumple al menos un par de las dos siguientes inecuaciones:

$$\begin{aligned} R_{10} &\leq I(Z_1; Y_1 | Z_2) \text{ y } R_{20} \leq I(Z_2; Y_1) \\ &\quad \text{o} \\ R_{10} &\leq I(Z_1; Y_1) \text{ y } R_{20} \leq I(Z_2; Y_1 | Z_1) \end{aligned} \quad (3.14)$$

2. Lo mismo que en 1) pero reemplazando Y_1 por Y_2 .

3. $R_{11} \leq I(X_1; Y_1 | Z_1 Z_2)$.

4. $R_{22} \leq I(X_2; Y_2 | Z_1 Z_2)$.

El siguiente teorema define una familia de regiones alcanzables.

Teorema 6 [5]: Para un par de enteros positivos dados m_1 y m_2 , se define

$$\mathfrak{R}_{m_1 m_2} = \text{envolvente convexa de } \cup : \mathfrak{R}_{m_1 m_2}(Z_1 X_1, Z_2 X_2) \quad (3.15)$$

donde la unión es sobre todas las distribuciones $p_{Z_1}, p_{Z_2}, p_{X_1|Z_1}, p_{X_2|Z_2}$. Tomamos la unión sobre todos los valores enteros positivos de m_1 y m_2 para definir

$$\mathfrak{R} = \text{cierre de } \cup : \mathfrak{R}_{m_1 m_2} \quad (3.16)$$

La región \mathfrak{R} está contenida en la región de capacidad del canal interferente. *Observaciones :* Si $m_1' \leq m_1$ y $m_2' \leq m_2$, entonces $\mathfrak{R}_{m_1' m_2'} \subset \mathfrak{R}_{m_1 m_2}$. De lo que se deduce que \mathfrak{R} es convexa. El cálculo de estas regiones puede ser bastante complicado en la práctica.

Límites Externos *Teorema 7* [5]: La región de capacidad C del canal interferente está contenida en $\mathfrak{R}_0 \equiv \text{Cierre de la envolvente convexa de la unión, sobre todas las distribuciones } p_{\mathbf{X}} \in \rho_{\mathbf{X}} \text{ de entradas independientes de los conjuntos de vectores de tasa } \mathfrak{R} \text{ que satisfacen, para } i = 1, 2, \dots, M, R_i \leq I(X_i; Y_i | X_1 X_2 \dots X_{i-1} X_{i+1} \dots X_M).$

Este límite se intuye considerando los resultados para canales de acceso múltiple. Sato [21] obtuvo una importante mejora del límite; se dió cuenta de que la condición

$$R_1 + R_2 \leq I(X_1 X_2; Y_1 Y_2) \quad (3.17)$$

se puede añadir en el caso $M = 2$. En general, se pueden escribir $2^N - M - 1$ desigualdades nuevas, ya que la suma de las tasas sobre varios de los enlaces principales no debe exceder la información mutua condicional entre el conjunto de entradas y salidas, dado el resto de las entradas. Esta información mutua depende de $p_{\mathbf{Y}|\mathbf{X}}$, mientras que hemos visto que la región de capacidad depende sólo de las marginales $p_{Y_i|\mathbf{X}}$, $i = 1, 2, \dots, M$. De este modo se obtiene un límite externo de C mediante la intersección de las regiones definidas por todas las $p_{\mathbf{Y}|\mathbf{X}}$ que den las marginales correctas, como indica Sato [21]. Resulta por tanto que, para algunos canales con fuerte interferencia, las nuevas desigualdades no mejoran el límite \mathfrak{R}_0 dado en el teorema 7.

Capítulo 4

SOLUCIONES DE TRANSMISIÓN

4.1. Modelo de Sistema

Se tienen dos usuarios que son servidos por estaciones base (BTS). Cada BTS envía información a los usuarios mediante diferentes estrategias de transmisión. El modelo de sistema asume un canal gaussiano normalizado que podría considerar desvanecimiento rayleigh i.i.d..

$$\begin{pmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \sqrt{\frac{SNR_{21}}{SNR_{22}}} \\ \sqrt{\frac{SNR_{12}}{SNR_{11}}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_1 \\ N_2 \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

donde $SNR_{ij} = \frac{c_{ij}^2 P_i'}{\sigma_j^2}$ con:

- c_{ij} coeficiente de atenuación en amplitud de la BTS i al usuario j .
- σ_j^2 potencia de ruido más interferencia¹ en el receptor j .
- P_i' potencia transmitida por la BTS i .

En el modelo normalizado de canal la varianza de ruido $\sigma_{N_j}^2 = 1$, y cada BTS tiene una potencia total disponible $P_i = SNR_{ii}$. La matriz de canal normalizada tiene coeficientes de desvanecimiento de potencia $a_{ij} = \frac{SNR_{ij}}{SNR_{ii}}$.

El uso de la potencia total disponible en cada BTS (P_i) cambia con la estrategia de transmisión teniendo en cuenta que la información contenida en la señal X_i podría no estar dirigida

¹La interferencia considerada aquí es la de cualquier otra BTS del sistema, excluyendo las dos en estudio.

únicamente al usuario i . La porción de potencia (información) que se quiere dirigir al usuario i se representa como $\alpha_i P_i$ con $0 \leq \alpha_i \leq 1$. El resto de la potencia $\bar{\alpha}_i P_i = (1 - \alpha_i) P_i$ puede no usarse o usarse para transmitir información al usuario j .

La tasa alcanzable para cada usuario viene dada por R_1 y R_2 respectivamente. Se asumirán entradas gaussianas.

4.2. Escenarios interferentes en entornos con desvanecimiento plano

4.2.1. Caso A: Escenario interferente con control de potencia

La señal X_i se quiere dirigir al usuario i y se asume que interfiere totalmente con el usuario j y viceversa. Los distintos escenarios interferentes están dados por medio del control de la potencia de cada BTS controlada por el parámetro $0 \leq \alpha_i \leq 1$.

La región de tasa alcanzable $\mathbf{R} = (R_1, R_2)$ viene dada por las inecuaciones:

$$R_i \leq \log \left(1 + \frac{\alpha_i P_i}{1 + \alpha_j a_{ji} P_j} \right) \quad (4.2)$$

Si se fuerza a la BTS a transmitir toda su potencia dividiendo la información para el usuario i en distintos códigos y se permite al usuario i decodificar y eliminar tanta interferencia de los códigos codificados en la BTS j como sea posible, se llega al siguiente escenario descrito.

4.2.2. Caso B: Escenario interferente con codificación superpuesta (rate splitting) con cancelación parcial de la interferencia

La señal X_i se quiere enviar al usuario i y se asume que interfiere con el usuario j y viceversa. La información para cada usuario X_i se codifica mediante *codificación superpuesta*, permitiendo cancelación parcial de interferencia [22].

Para definir la región de tasa alcanzable existen dos posibilidades según [22]. X_i puede ser codificada por medio de dos o tres códigos.

Si se usan dos códigos, cada uno utilizando $\alpha_i P_i$ y $\bar{\alpha}_i P_i$, el usuario i decodifica y elimina parcialmente la señal interferente $\sqrt{a_{ji}} X_j$, quedando como interferencia la señal X_j con potencia $a_{ji} \alpha_j P_j$. La región de tasa alcanzable dependerá del escenario de decodificación y de que señales se decodifiquen primero (ver figura 4.1). Cada escenario proporciona una región alcanzable que no son necesariamente inconexas.

Es posible definir un único escenario de decodificación que comprima los cuatro escenarios de la figura 4.1, esto se consigue mediante la división de la señal en tres códigos.

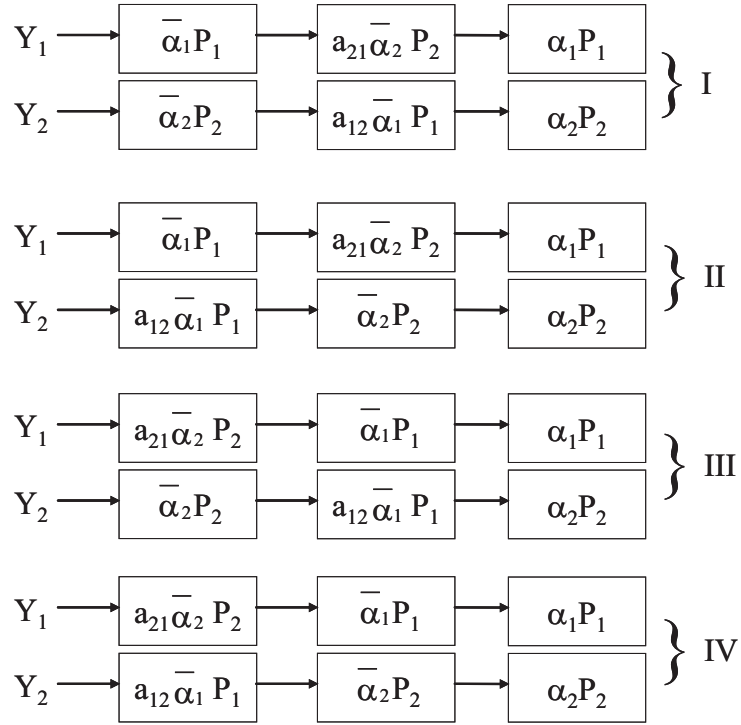


Figura 4.1: Escenarios de decodificación para canal interferente utilizando dos códigos

Si la señal X_i se codifica con tres códigos superpuestos, se usarán para cada uno de los códigos $\gamma_i P_i$, $\beta_i P_i$ y $\alpha_i P_i$ con $\gamma_i + \beta_i + \alpha_i = 1$. En el usuario i la señal interferencia $\sqrt{a_{ji}} X_j$ es parcialmente decodificada y eliminada, quedando $a_{ji} \alpha_j P_j$ como interferencia.

De nuevo, la región de tasa alcanzable $\mathbf{R} = (R_1, R_2)$ depende del escenario de decodificación y cual de las señales se decodifique primero. Esto se controla por medio de parámetros $(\alpha_1, \beta_1, \alpha_2, \beta_2) \in [0, 1]_4$ fijando $\gamma_i = 1 - \alpha_i - \beta_i$. Se define la función $q(x) = \log_2(1 + x)$ para simplificar.

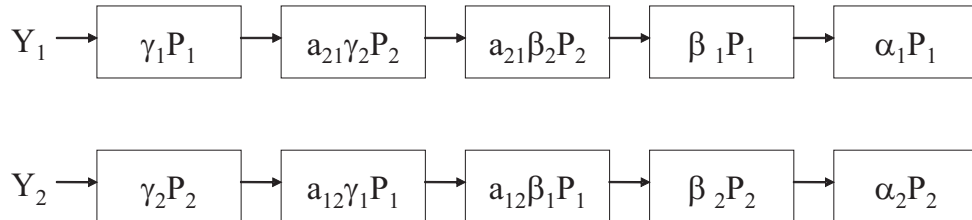


Figura 4.2: Escenarios de decodificación para canal interferente utilizando tres códigos

$$R_i \leq \min \left\{ \begin{aligned} & q \left(\frac{\gamma_i P_i}{1 + (\alpha_i + \beta_i) P_i + a_{ji} P_j} \right) + q \left(\frac{(\beta_i + \alpha_i) P_i}{1 + a_{ji} \alpha_j P_j} \right), \\ & , \quad q \left(\frac{a_{ij} (\gamma_i + \beta_i) P_i}{1 + a_{ij} \alpha_i P_i + (\beta_j + \alpha_j) P_j} \right) + q \left(\frac{\alpha_i P_i}{1 + a_{ji} \alpha_j P_j} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

La región de tasa alcanzable definida por la ecuación 4.3 contiene las cuatro regiones definidas por los escenarios de la figura 4.1.

4.2.3. Caso C: Escenario interferente con control de potencia y multiplexación espacial de señal

Si las estaciones base están coordinadas, es posible enviar información a ambos usuarios con la señal X_i . La potencia que no se usa en la BTS i para el usuario i : $\bar{\alpha}_i P_i$ se podría usar para enviar información al usuario j mediante codificación superpuesta. Por tanto, la señal X_i contiene dos códigos, uno con la información para el usuario i y el otro para el usuario j . Según el modelo de canal en la ecuación 4.1, el usuario i recibe $Y_i = X_i + \sqrt{a_{ji}} X_j + N_i$. De esta señal, parte de X_i ($\alpha_i P_i$) y parte de $\sqrt{a_{ji}} X_j$ ($a_{ji} \bar{\alpha}_j P_j$) se quiere que sea para este usuario, el resto se considera interferencia. Los códigos para el usuario i , repartidos respectivamente en la señal X_i con potencia $\alpha_i P_i$ y en la señal $\sqrt{a_{ji}} X_j$ con potencia $a_{ji} \bar{\alpha}_j P_j$, son los mismos, por lo tanto las señales se suman en amplitud.

La región de tasa alcanzable $\mathbf{R} = (R_1, R_2)$ viene dada por las inecuaciones:

$$R_i \leq \log \left(1 + \frac{(\sqrt{\alpha_i P_i} + \sqrt{a_{ji}(1 - \alpha_j) P_j})^2}{1 + (\sqrt{\alpha_j a_{ji} P_j} + \sqrt{(1 - \alpha_i) P_i})^2} \right) \quad (4.4)$$

4.2.4. Caso D: Escenario interferente con control y reutilización de potencia

Como en el escenario de control de potencia previo (caso C), la potencia que no se usa en la BTS i para el usuario i : $\bar{\alpha}_i P_i$ se utiliza para enviar información al usuario j mediante codificación superpuesta. Por lo tanto, la señal X_i contiene dos códigos, uno con información para el usuario i y el otro para el usuario j . Según el modelo de canal en la ecuación 4.1, el usuario i recibe $Y_i = X_i + \sqrt{a_{ji}} X_j + N_i$. De esta señal, parte de X_i ($\alpha_i P_i$) y parte de $\sqrt{a_{ji}} X_j$ ($a_{ji} \bar{\alpha}_j P_j$) se

quiere que sea para este usuario, el resto se considera interferencia. Los códigos en X_i y X_j para el usuario i no son iguales, por lo tanto para el cálculo de las regiones alcanzables, las señales se suman en potencia.

La región de tasa alcanzable $\mathbf{R} = (R_1, R_2)$ viene dada por las inecuaciones:

$$R_i \leq \log \left(1 + \frac{\alpha_i P_i + a_{ji}(1 - \alpha_j)P_j}{1 + \alpha_j a_{ji} P_j + (1 - \alpha_i)P_i} \right) \quad (4.5)$$

4.2.5. Caso E: Codificación superpuesta con cooperación para cancelación parcial de interferencia

La señal X_i contiene información para el usuario i y para el usuario j . Por tanto, $\alpha_i P_i$ se usa para transmitir información al usuario i y $\bar{\alpha}_i P_i$ para codificar la señal dirigida al usuario j . Se permite la cancelación parcial de interferencia, de este modo la interferencia para el usuario i dada por las señales codificadas con potencia $\bar{\alpha}_i P_i$ de la BTS i y $a_{ji}\alpha_j P_j$ de la BTS j , podría ser parcialmente recuperada y eliminada. Esta estrategia de transmisión es similar a la descrita para el caso B con la diferencia de que aquí la información transmitida no está dirigida a un único usuario.

Como en escenarios similares con cancelación parcial de interferencia, el orden en que las señales son decodificadas y además, qué señal se deja como interferencia, define distintos escenarios de decodificación y consecuentemente distintas regiones de tasas alcanzables.

Respecto a qué señal se deja como interferencia se pueden considerar las siguientes opciones refiriéndose al usuario i .

1. La señal codificada en la BTS i con potencia $\bar{\alpha}_i P_i$ se deja como interferencia.
2. La señal codificada en la BTS j con potencia $a_{ji}\alpha_j P_j$ se deja como interferencia.
3. Estrategias mixtas.
4. Ambas señales interferencia son parcialmente recuperadas y eliminadas.

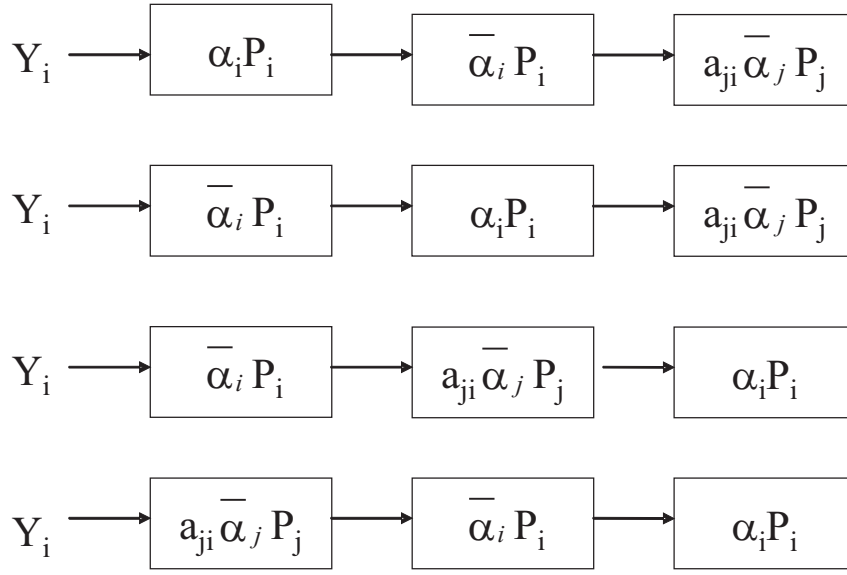


Figura 4.3: Escenarios de decodificación para el Escenario 1

Estos tres primeros escenarios se pueden agrupar en uno, ya que el último incluye a los dos primeros si se parametriza la parte de interferencia que puede cancelarse.

No se desarrollarán todos los posibles escenarios de decodificación, no obstante se detallan los escenarios que están basados en los dos primeros enfoques.

1. *Escenario 1:* La interferencia para el usuario i viene dada por las señales codificadas con potencia $\bar{\alpha}_i P_i$ en la BTS i y $a_{ji} \alpha_j P_j$ de la BTS j . De estas, $\bar{\alpha}_i P_i$ se recupera y elimina totalmente por el usuario i y $a_{ji} \alpha_j P_j$ se queda como interferencia. Las distintas alternativas se representan en la figura 4.3. Teniendo en cuenta que la estrategia de decodificación para el usuario i y el j podrían ser diferentes, se pueden alcanzar hasta 16 configuraciones distintas (Ver fig. 4.3).
2. *Escenario 2:* La interferencia para el usuario i viene dada por las señales codificadas con potencia $\bar{\alpha}_i P_i$ en la BTS i y $a_{ji} \alpha_j P_j$ de la BTS j . De estas, $a_{ji} \alpha_j P_j$ se recupera y elimina totalmente por el usuario i y $\bar{\alpha}_i P_i$ se queda como interferencia. Las distintas alternativas se representan en la figura 4.4. Teniendo en cuenta que la estrategia de decodificación para el usuario i y el j podrían ser diferentes, se pueden alcanzar hasta 16 configuraciones distintas (Ver fig. 4.4).

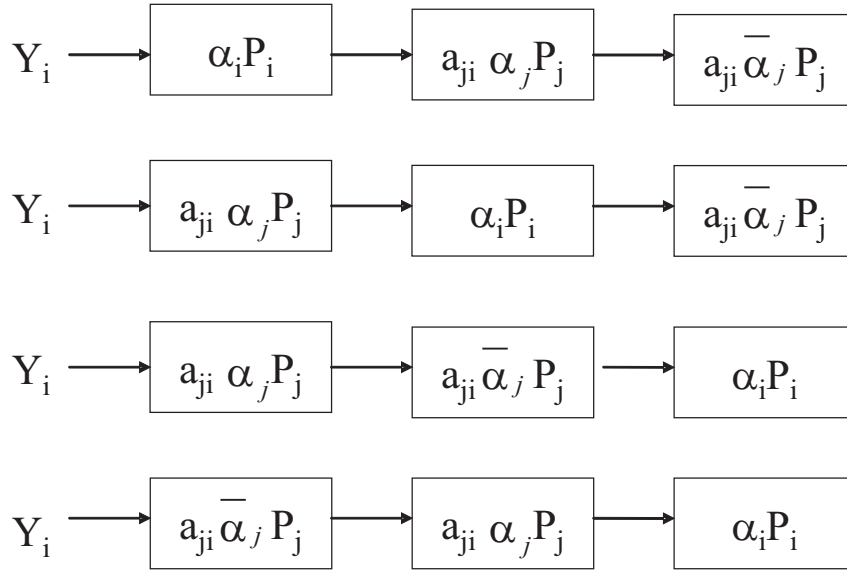


Figura 4.4: Escenarios de decodificación para el Escenario 2

3. *Escenarios mixtos*: Además, el usuario i y el j pueden usar estrategias mixtas recuperando la interferencia de distintos tipos de señales, el usuario i puede recuperar totalmente la señal $\bar{\alpha}_i P_i$ y el usuario j $a_{ji} \alpha_j P_j$ o al revés. Mezclando todas las posibles estrategias se obtienen 64 configuraciones diferentes.
4. *Escenarios con recuperación parcial*: Del mismo modo que en el caso B se hace la recuperación parcial de la señal interferente, aquí se puede recuperar parcialmente la interferencia del usuario i $\bar{\alpha}_i P_i$ de la BTS i y $a_{ji} \alpha_j P_j$ de la BTS j . Esto reduciría cada configuración vista en el *Escenario 1* y en el *Escenario 2* inmediatamente anteriores a una única configuración similar a la de la figura 4.2.

I1	S1	S2	I2	S1	S2
I1	S2	S1	I2	S2	S1
S1	I1	S2	S1	I2	S2
S2	I1	S1	S2	I2	S1

Tabla 4.1: Escenarios de recuperación de señal e interferencia para el caso E con escenarios mixtos

Es el escenario mixto el que se desarrollará por comprender los *Escenarios 1* y *2* y ser por tanto más general. Se aplicará una estrategia mixta en la cual cada usuario i podrá eliminar

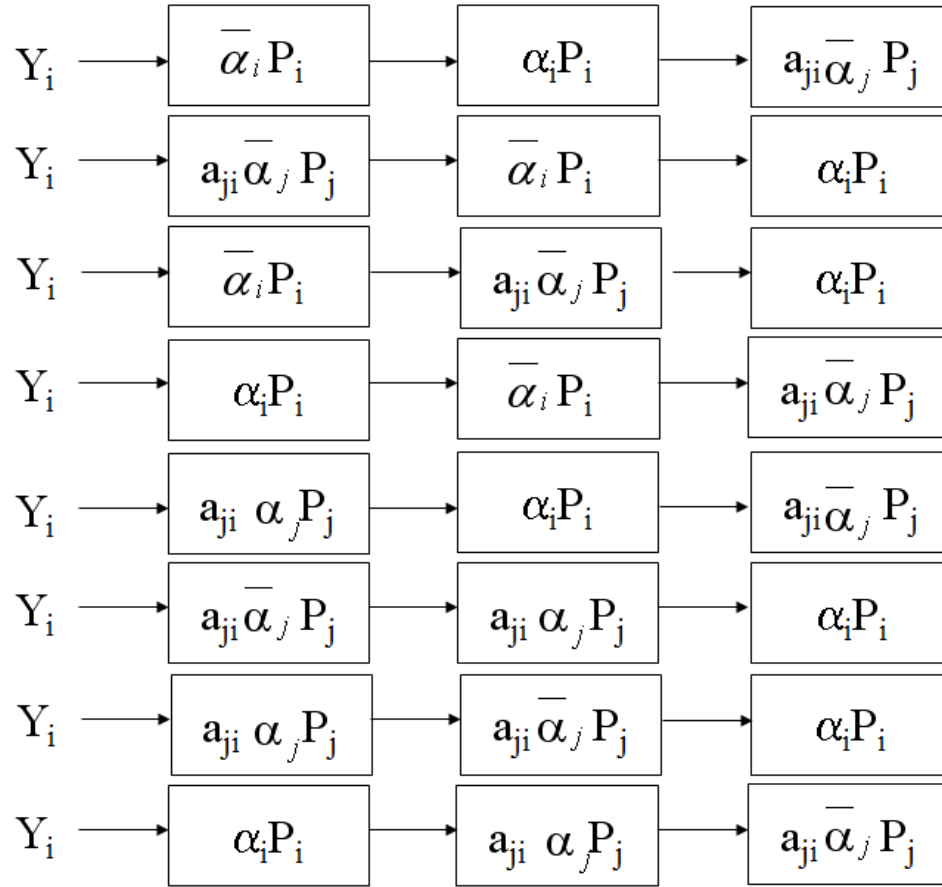


Figura 4.5: Escenarios de decodificación para caso E con escenarios mixtos

totalmente la señal interferente proveniente de la BTS i , $\bar{\alpha}_i P_i$ o bien la debida a la BTS j , $a_{ji} \alpha_j P_j$. Se tienen ocho escenarios distintos, dependiendo de si la señal interferente eliminada es aquella que viene de la BTS i o j (ver figura 4.5). Para el caso de dos BTS y dos receptores se tendrían los escenarios mostrado en la tabla 4.1, teniendo en cuenta que $I1$ es la señal interferente proveniente de la BTS 1, $I2$ de la BTS 2 y $S1$ y $S2$ las señales deseadas transmitidas por la BTS 1 y 2 respectivamente.

Realizando todas las posibles combinaciones de estos 8 escenarios con el receptor 1 y el 2, se obtienen 64 configuraciones distintas.

Las gráficas con la región de tasa alcanzable para este caso y de todos los anteriores se encuentran en el siguiente apartado.

I1	I2	S1	S2	I2	I1	S1	S2
I1	I2	S2	S1	I2	I1	S2	S1
I1	S1	I2	S2	I2	S1	I1	S2
I1	S2	I2	S1	I2	S2	I1	S1
S1	I1	I2	S2	S1	I2	I1	S2
S2	I1	I2	S1	S2	I2	I1	S1

Tabla 4.2: Escenarios de recuperación de señal e interferencia para el caso F

4.2.6. Caso F: Codificación superpuesta con cooperación para cancelación parcial de ambas señales interferencia

Este caso se diferencia del caso *E* en que en este último se elimina totalmente la señal interferencia *I1* (*I2*) y se deja *I2* (*I1*) como interferencia no recuperada, mientras que en el *F* se elimina parte de ambas señales interferentes dejando por tanto, interferencia no eliminada de ambas fuentes interferentes.

Como en escenarios similares con cancelación parcial de interferencia, el orden en que las señales son decodificadas y además, que señal se deja como interferencia define distintos escenarios de decodificación y consecuentemente distintas regiones de tasas alcanzables. En concreto, tenemos 12 escenarios distintos (ver Tabla 4.2 y Figura 4.6) y 144 combinaciones distintas posibles.

A la hora de simular surge el problema de la generación de las variables que ponderarán que porcentaje de potencia de cada BTS va a cada receptor y para las señales interferentes que parte se recupera y cual no. Se necesitarían cuatro variables por BTS:

$$\beta_1 + \gamma_1 + \bar{\beta}_1 + \bar{\gamma}_1 = 1 ; \alpha_1 = \beta_1 + \gamma_1 ; \bar{\alpha}_1 = \bar{\beta}_1 + \bar{\gamma}_1 \quad (4.6)$$

$$\beta_2 + \gamma_2 + \bar{\beta}_2 + \bar{\gamma}_2 = 1 ; \alpha_2 = \beta_2 + \gamma_2 ; \bar{\alpha}_2 = \bar{\beta}_2 + \bar{\gamma}_2 \quad (4.7)$$

La parte de la señal de la BTS *i* que va dirigida al receptor *i* viene determinada por α_i y la que destina al receptor *j* por $\bar{\alpha}_i$. La parte de señal dada por α_i se divide en dos, β_i y γ_i para permitir la cancelación parcial de interferencia.

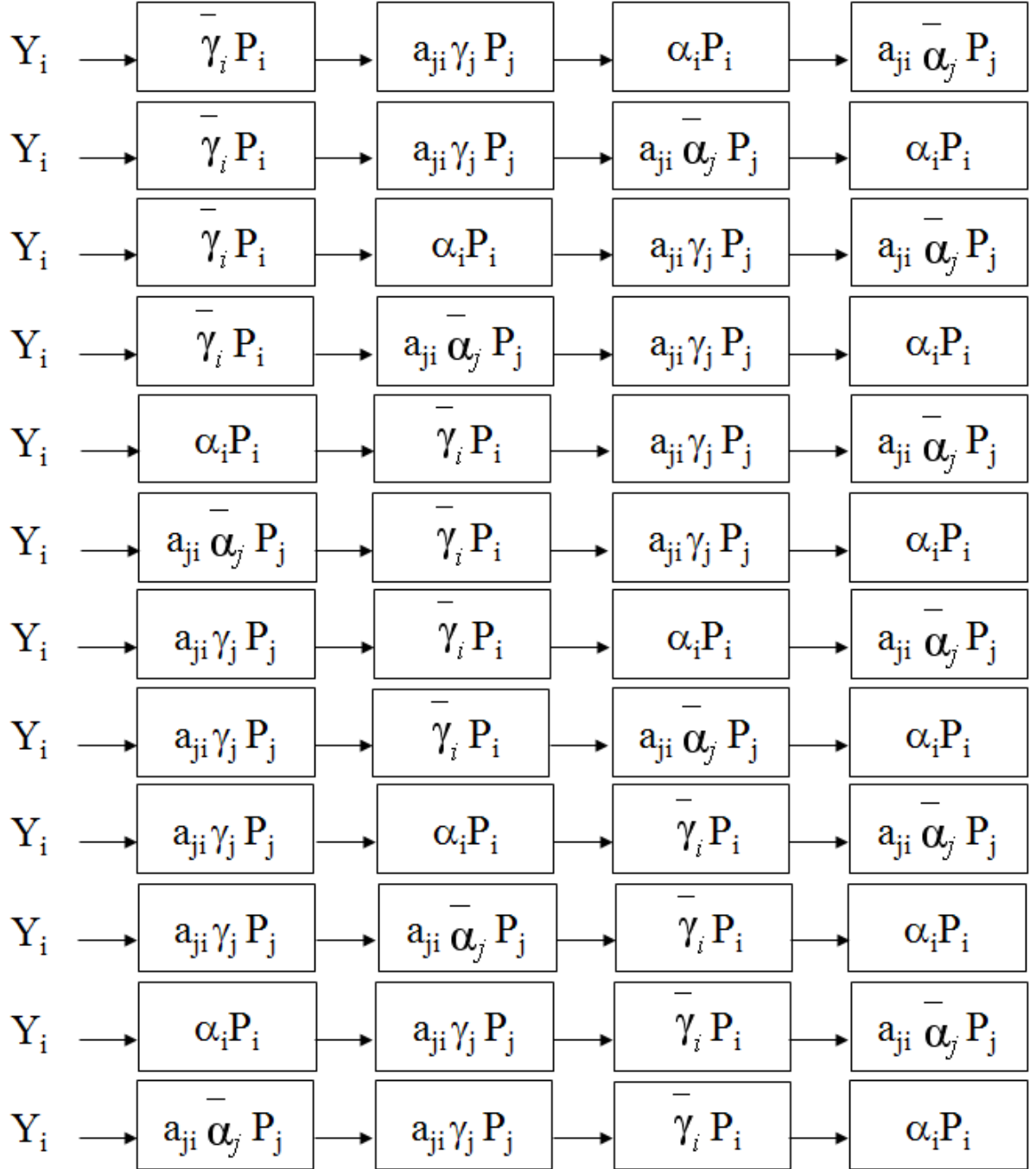


Figura 4.6: Escenarios de decodificación para caso F

El objetivo era generar una cantidad de conjuntos de 8 variables tal que las 144 combinaciones de escenarios posibles apareciesen en la simulación. Los resultados de las simulaciones con este planteamiento de 8 variables no fueron los esperados debido a que no se conseguían las 144 combinaciones diferentes a pesar de usar la memoria máxima de *Matlab*. Se decidió por tanto cambiar el método para generar los escenarios. Para ello se construyó un escenario de variables general a partir del cual eliminando unas variables u otras se pudiesen conseguir los 144 distintos. El número mínimo de variables que se necesitan son 36, 18 por BTS. En el Apéndice A está recogida la tabla general con las 36 variables y a que parte de señal recibida corresponden ($I1$, $I2$, $S1$ o $S2$). A partir de ese conjunto de variables general se consiguen las distintas combinaciones dejando sólo las variables imprescindibles para poder generar las 12 combinaciones de escenario que salen si se fija el escenario en el receptor 1 y se varía en el receptor 2. Todos estos cálculos están reflejados en el Apéndice A.

Por tanto se tiene que en función del escenario en concreto que se desee generar, unas variables serán nulas y para las no nulas hay que tener en cuenta que las que identifiquen señal con origen la BTS 1 ($I1, S1$) deben sumar 1 y lo mismo para la BTS 2. Para simular este caso se construye una hipermatriz compuesta por matrices 144×36 que contienen los valores de las variables correspondientes a cada uno de las 144 combinaciones de escenarios posibles.

El resultado de las simulaciones se puede ver en las siguientes gráficas. Se han utilizado hipermatrices de 14000 elementos y las SNR utilizadas se han fijado a unos valores que permitiesen tener una idea global del comportamiento del sistema. En el siguiente capítulo se muestran las simulaciones con valores de SNR para distintos entornos realistas.

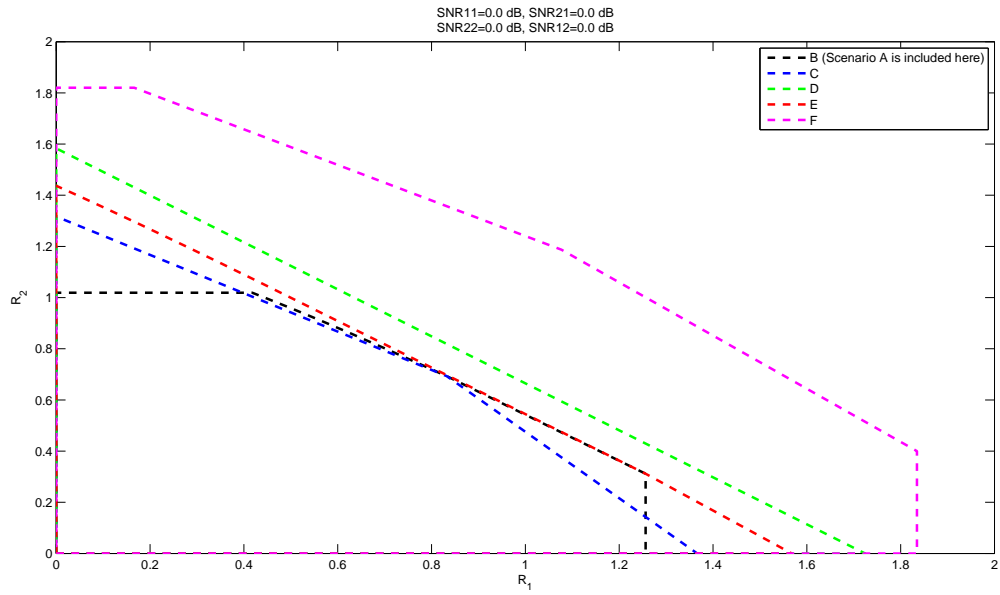


Figura 4.7: Región de tasas alcanzables para SNR cero

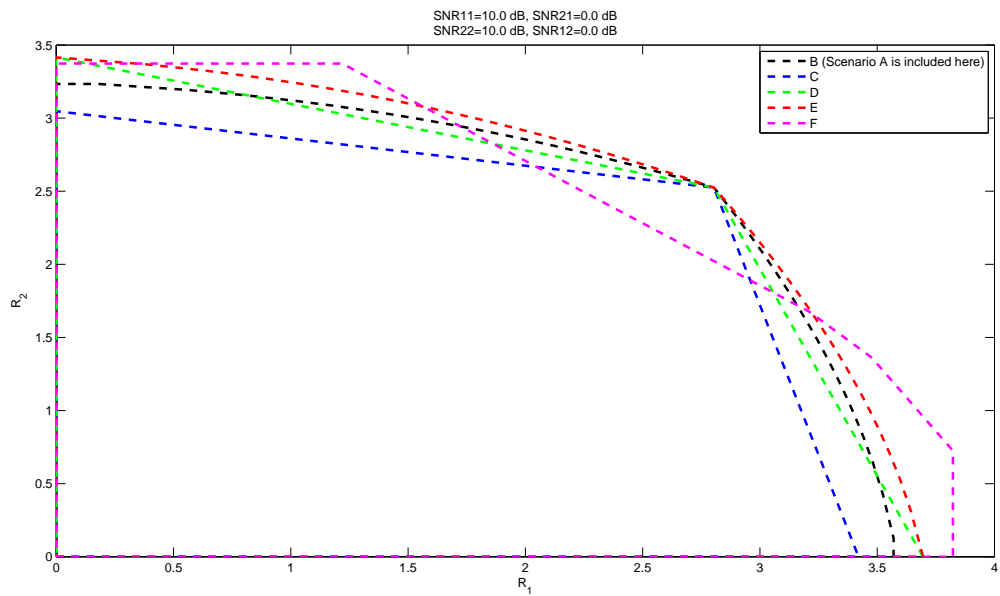


Figura 4.8: Región de tasas alcanzables para SNR simétricas

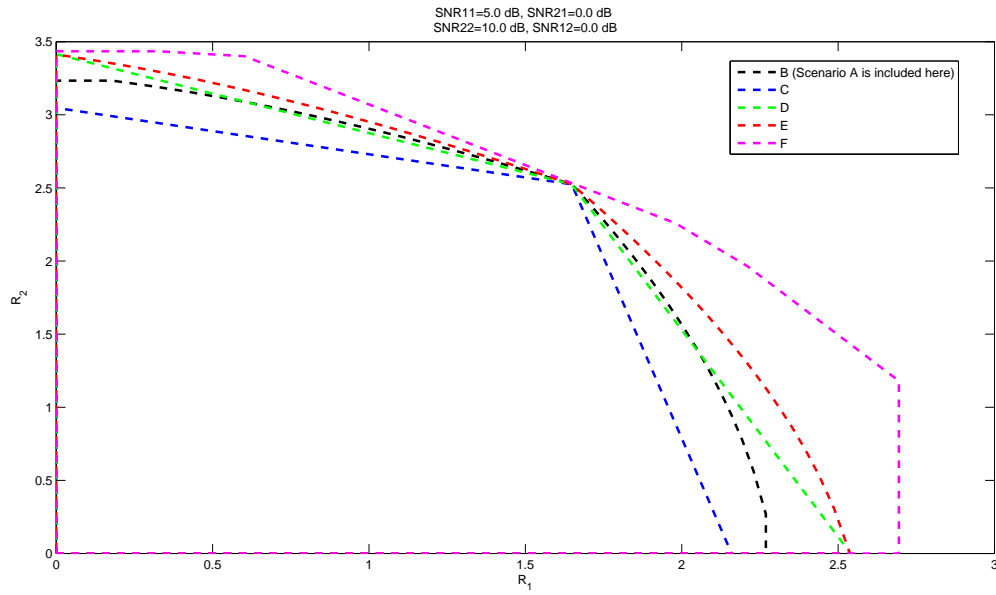


Figura 4.9: Región de tasas alcanzables para SNR asimétricas: 5dB vs 10dB

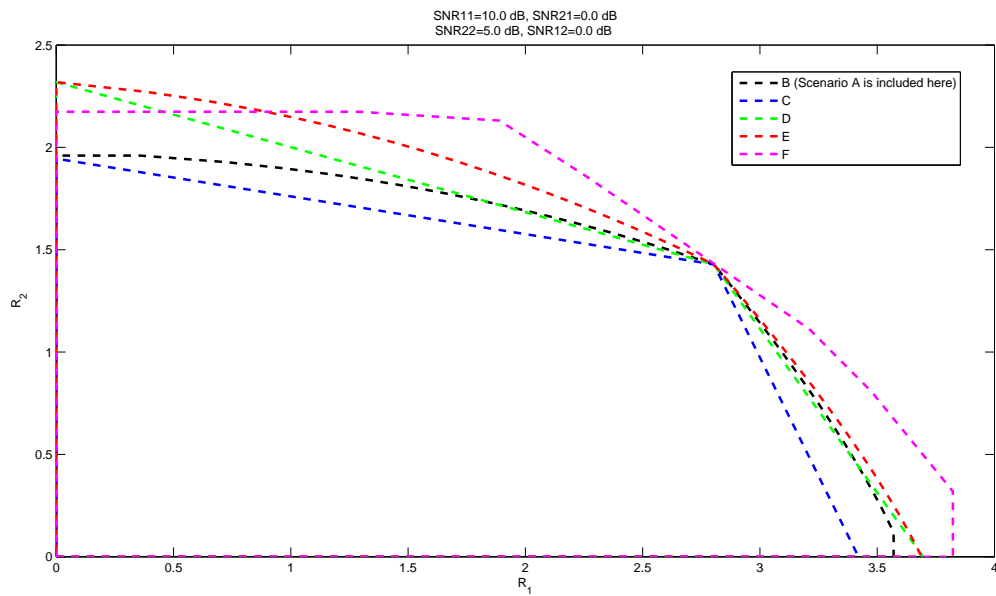


Figura 4.10: Región de tasas alcanzables para SNR asimétricas: 10dB vs 5dB

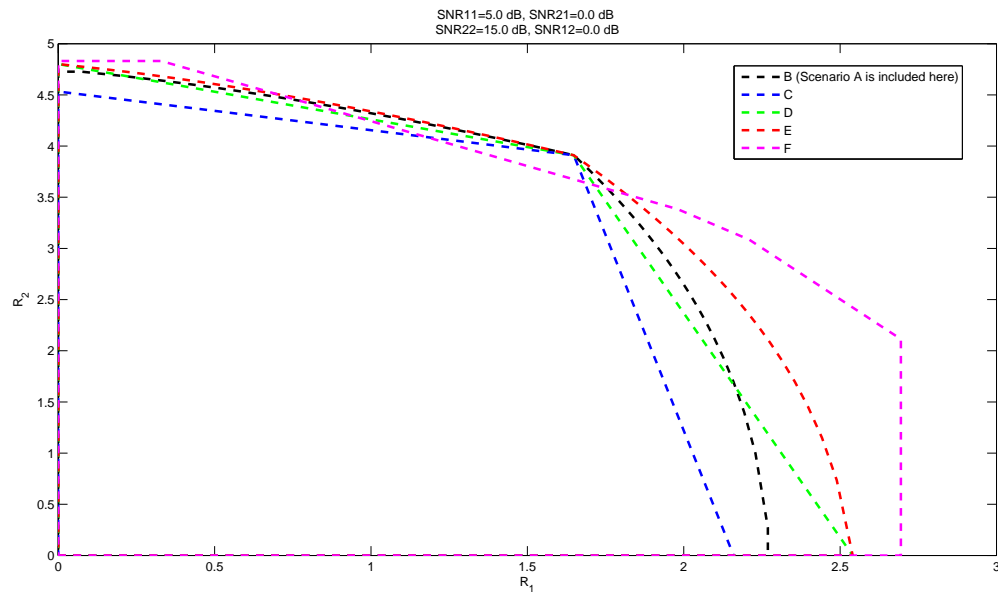


Figura 4.11: Región de tasas alcanzables para SNR asimétricas: 5dB vs 15dB

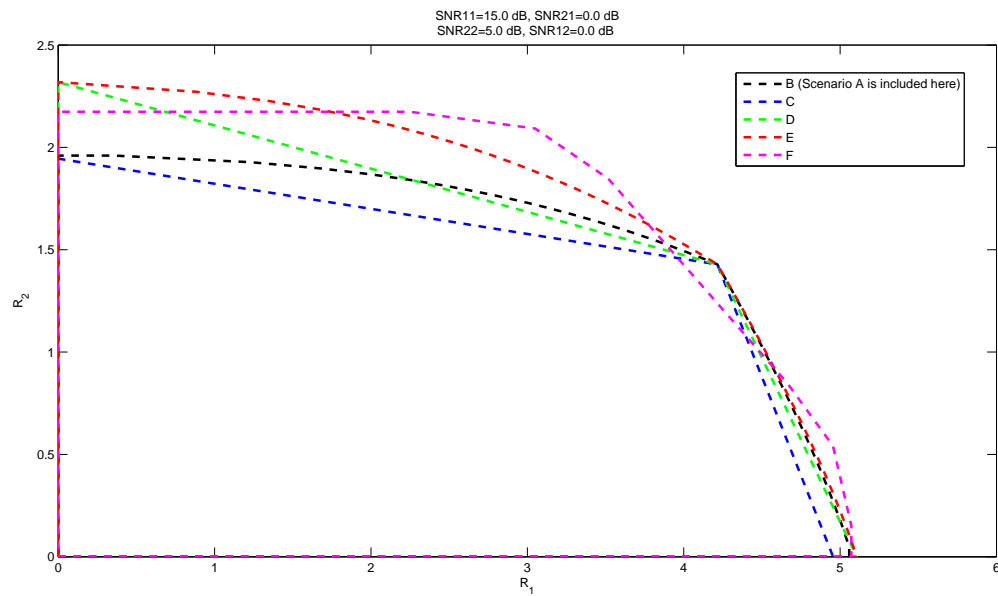


Figura 4.12: Región de tasas alcanzables para SNR asimétricas: 15dB vs 5dB

SIMULACIONES EN ENTORNOS REALISTAS

5.1. Escenarios interferentes en entornos realistas con desvanecimiento

Para el cálculo de valores realistas de SNR que tengan también en cuenta la interferencia de otras celdas, se considerará un modelo de *dos anillos* de interferencia. Se aplica reuso de frecuencia universal de las celdas sectorizadas para el cálculo de las pérdidas existentes entre dos usuarios deseados. Se consideran los dos escenarios de sectorización que se muestran en la figura 5.1 .

En el escenario 1, un usuario situado en el sector A_1 tiene la posibilidad de conectarse con cuatro sectores distintos: B_3 , C_2 , C_3 y D_2 . Cada una de estas opciones de conexión define, desde el punto de vista de la SNR de los escenarios, dos alternativas diferentes, donde $A_1 - B_3$ y $A_1 - D_2$ son equivalentes del mismo modo que lo son $A_1 - C_2$ y $A_1 - C_3$.

En el escenario 2, un usuario situado en el sector A_1 tiene la posibilidad de conectarse con tres sectores distintos: B_3 , C_2 y D_2 . Cada una de estas opciones de conexión define, desde el punto de vista de la SNR de los escenarios, dos alternativas diferentes, una es $A_1 - C_2$ y las otras dos $A_1 - B_3$ y $A_1 - D_2$ son equivalentes.

Para un escenario con sectorización fija, se considera que ambos usuarios están dentro del

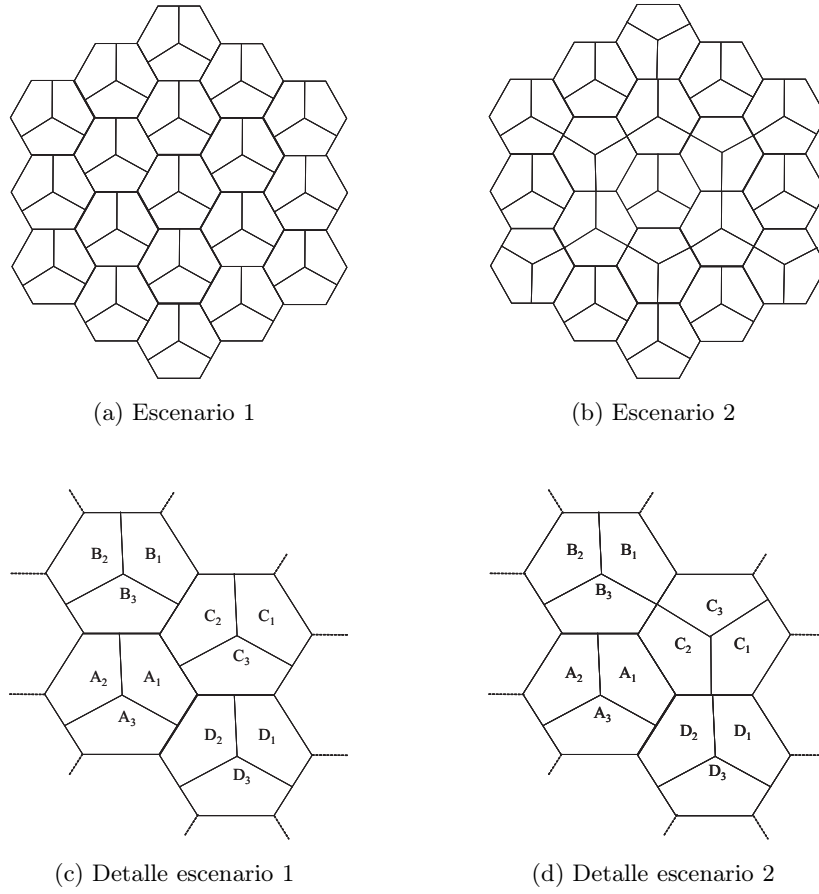


Figura 5.1: Escenarios de sectorización

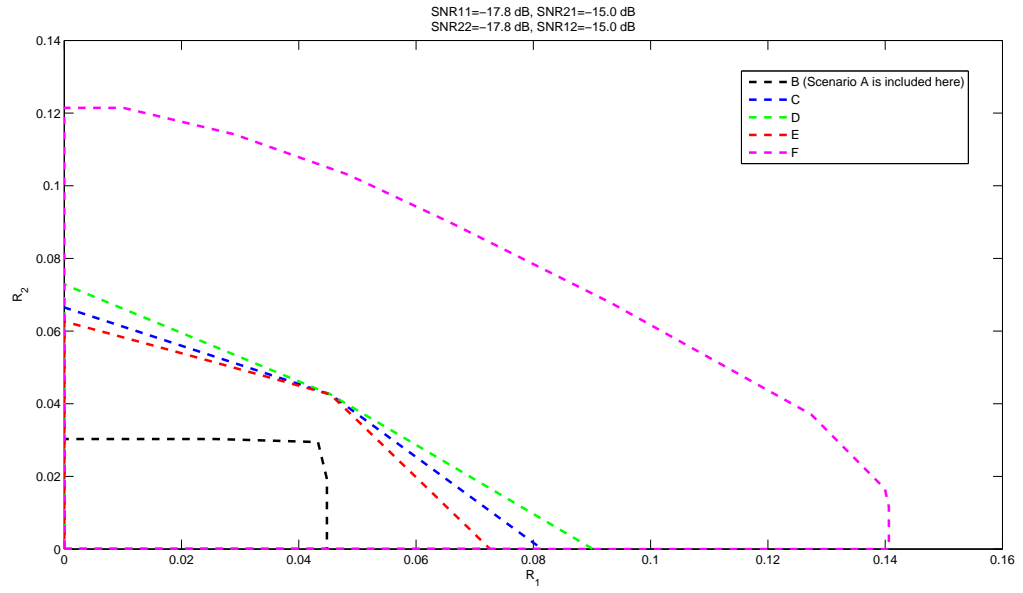
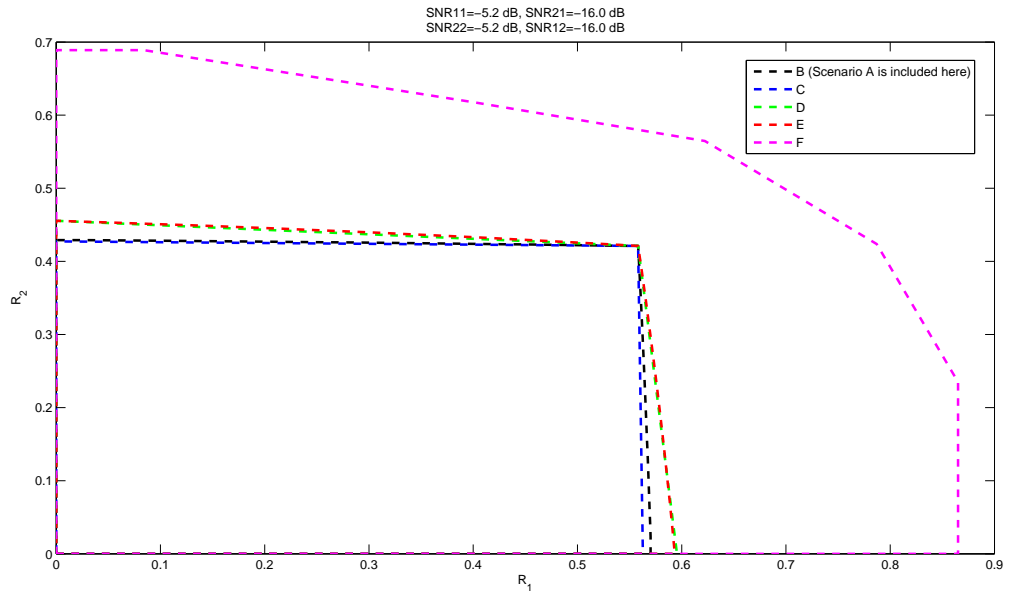
mismo escenario de SNR. Esto es, si el usuario 1 está en un escenario de SNR $A_1 - B_3$, también lo está el usuario 2. Para cada uno de los escenarios se generan las funciones densidad de probabilidad de SNR¹.

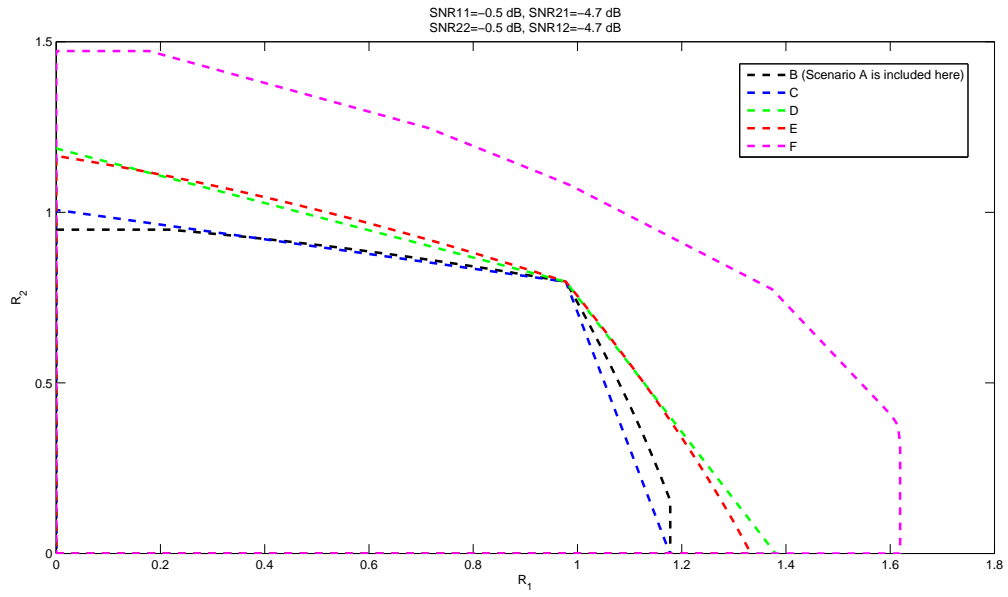
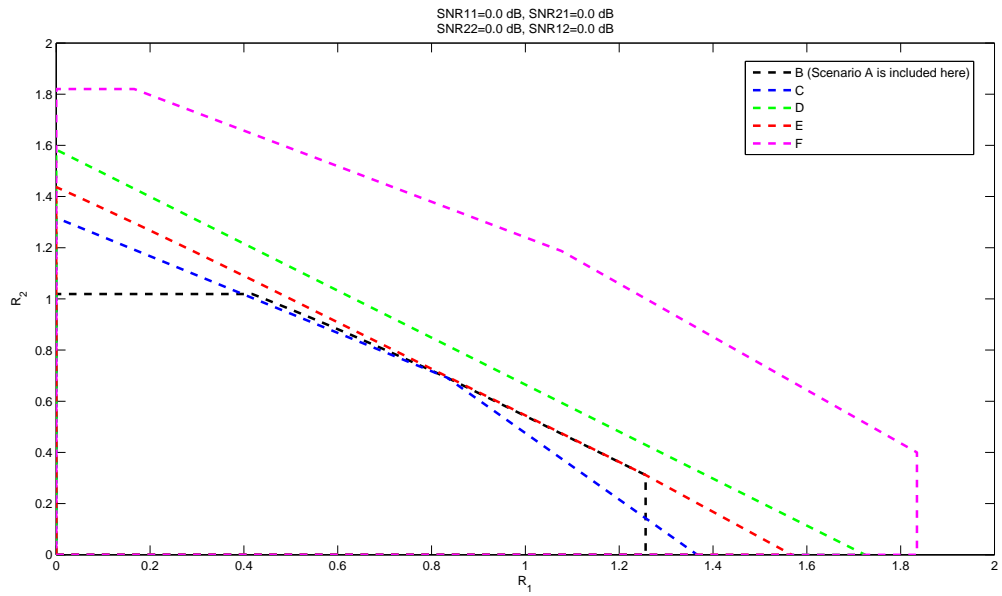
Para cada usuario la relación señal a ruido más interferencia se calcula para cada una de las BTS. Para el cálculo de las tasas alcanzables, se recupera un conjunto de pares de la función de densidad de probabilidad de la SNR, y para cada uno de esos valores de SNR se generan los coeficientes de atenuación. Para cada par de SNR se obtiene una región de tasa alcanzable.

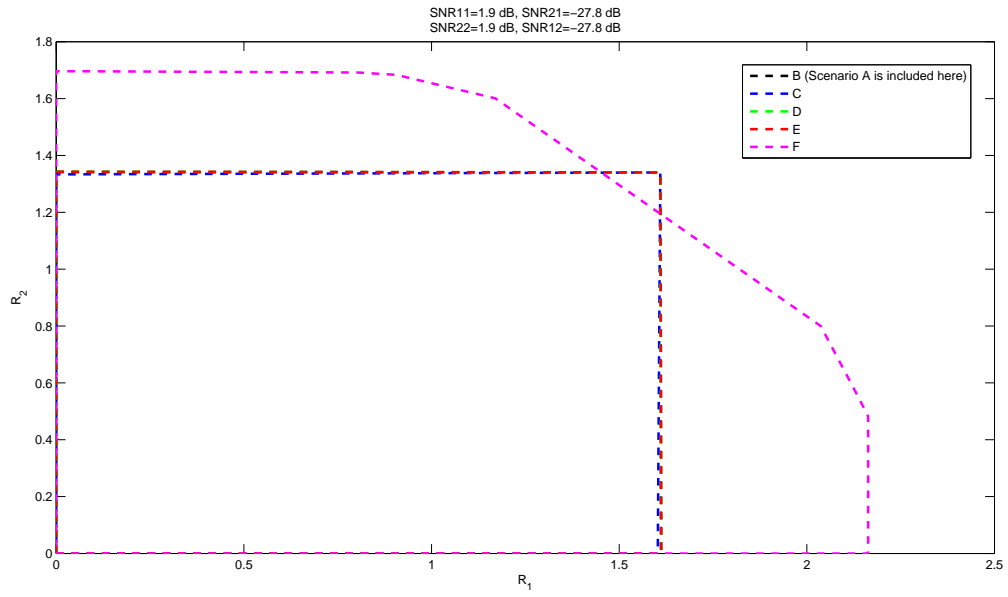
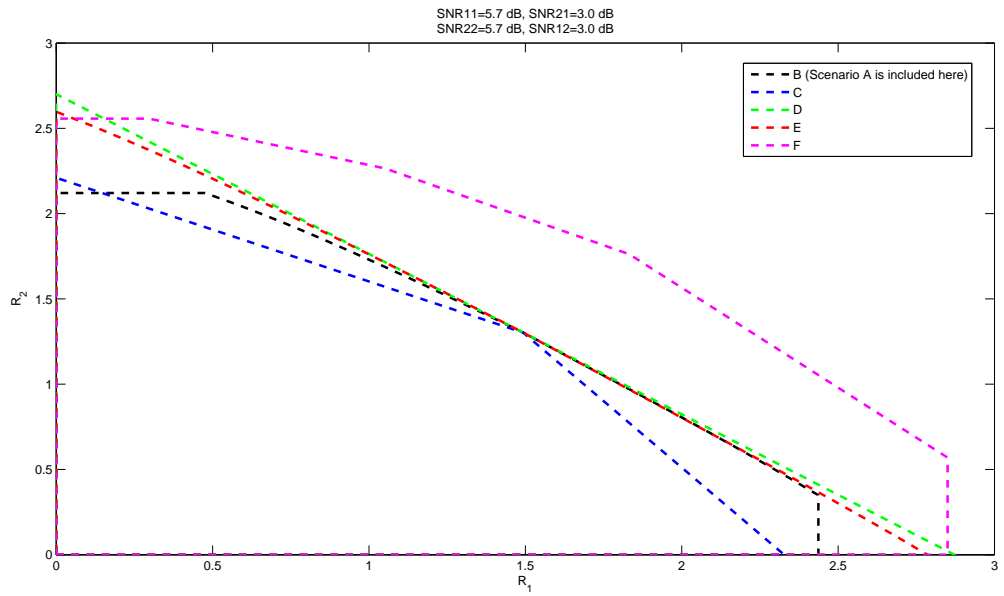
Observando todos los escenarios de SNR posibles de ambas sectorizaciones se llega a la conclusión que sólo hay tres escenarios diferentes entre sí, estos son: escenario de sectorización 1,

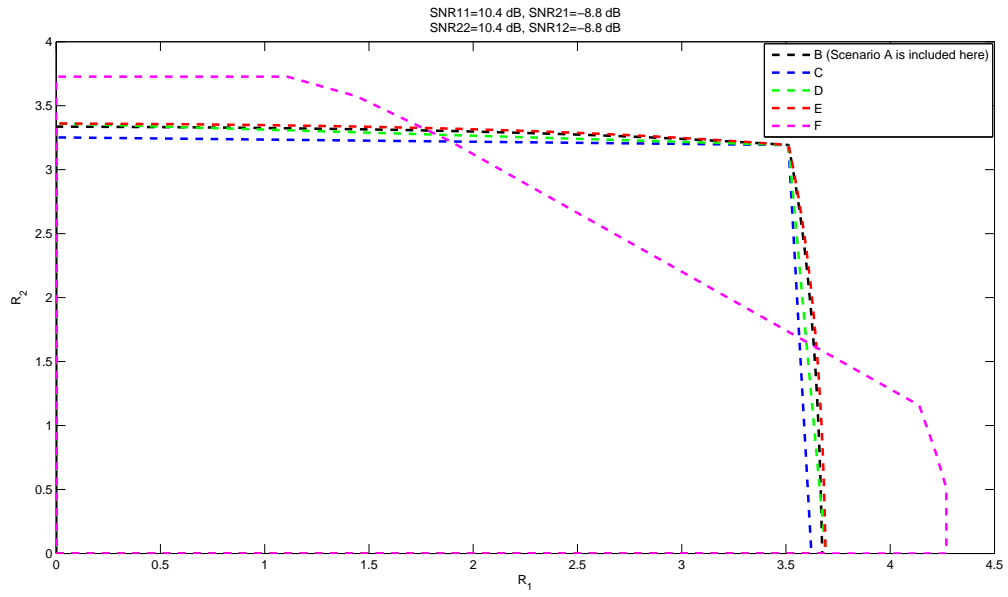
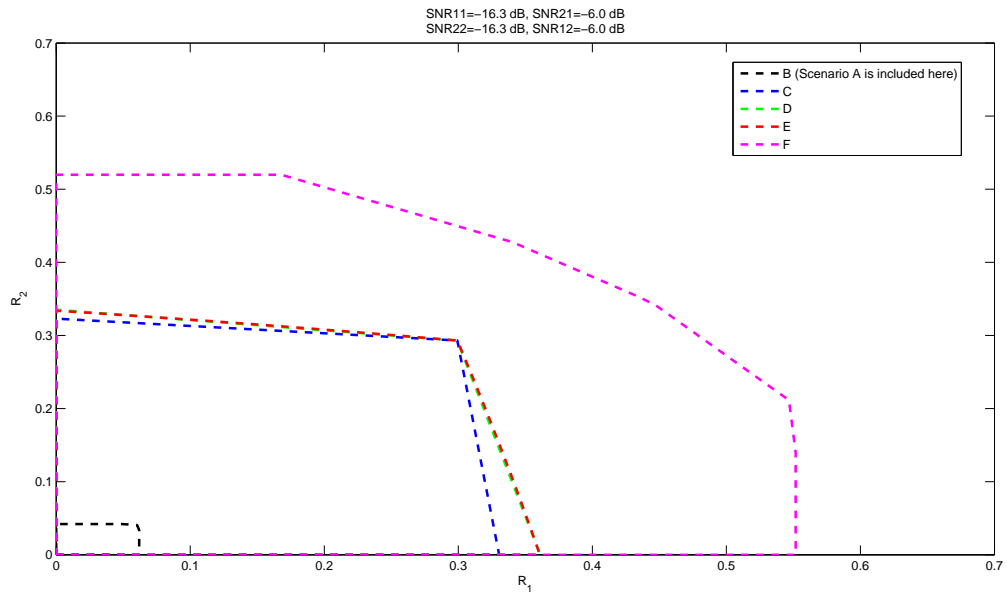
¹Hay que recordar que el ruido está teniendo en cuenta la interferencia de cualquier otra BTS del sistema, excluyendo las dos en estudio.

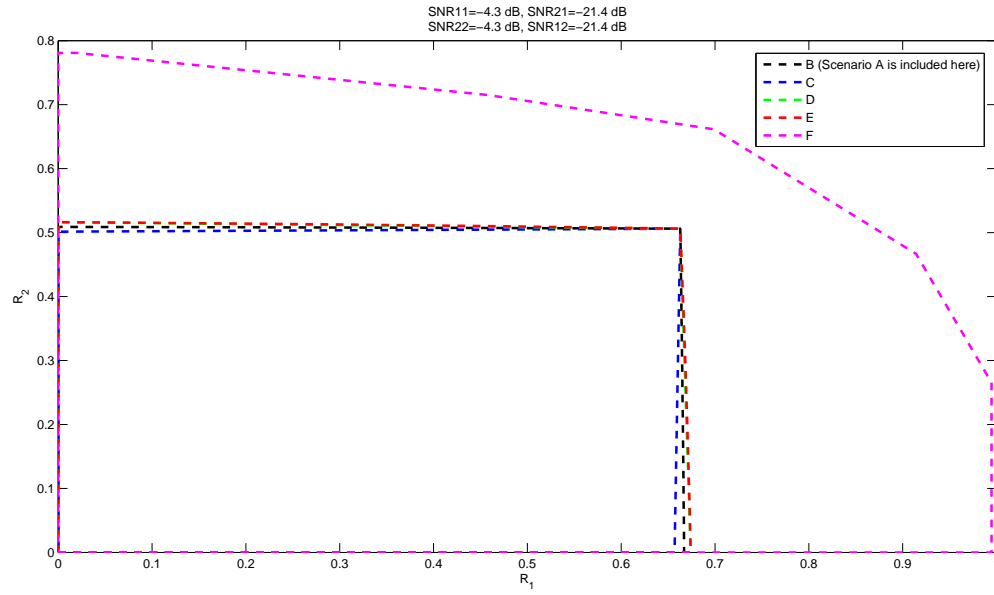
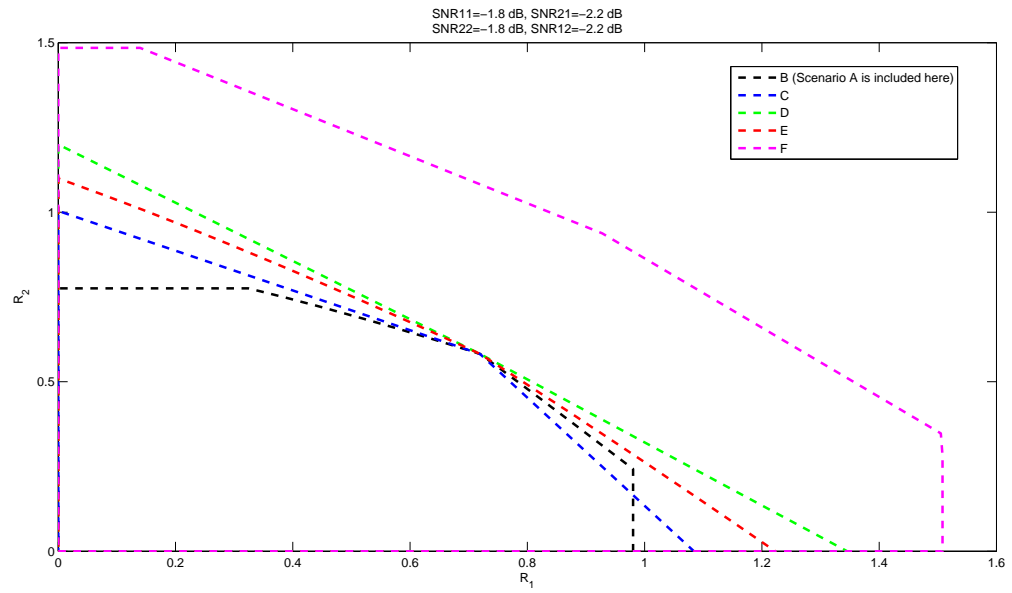
sectores $A_1 - C_2$ y $A_1 - B_3$, y del escenario de sectorización 2, los sectores $A_1 - C_2$. Se realizarán simulaciones con distintos valores de SNR para cada uno de estos tres escenario distintos.

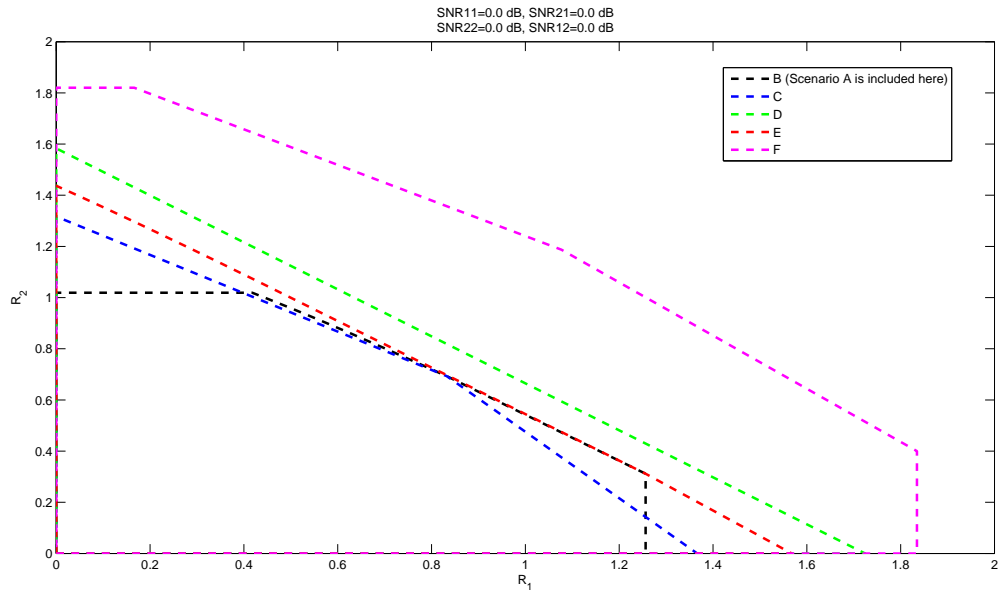
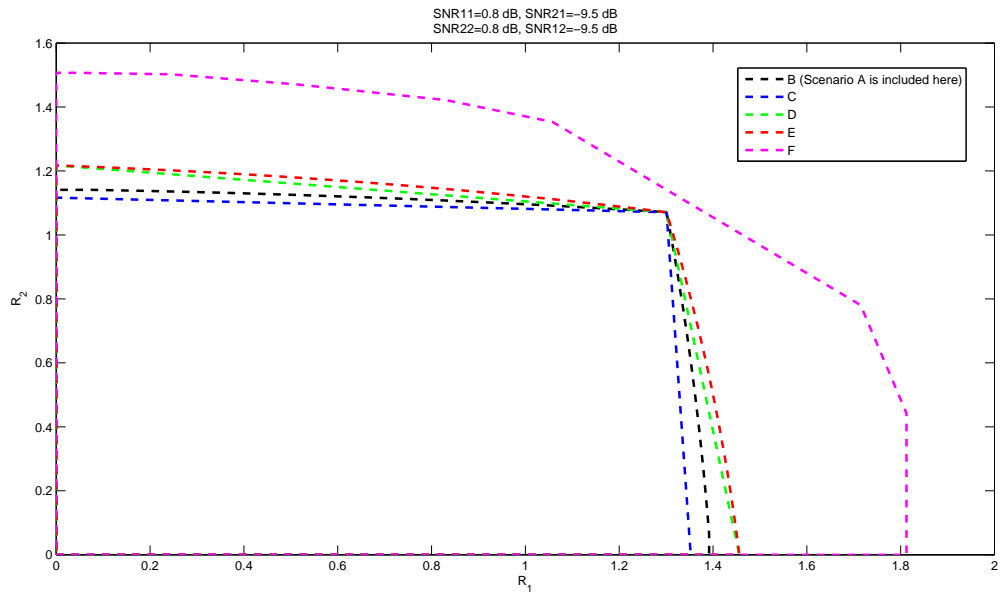
Figura 5.2: Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$ Figura 5.3: Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$

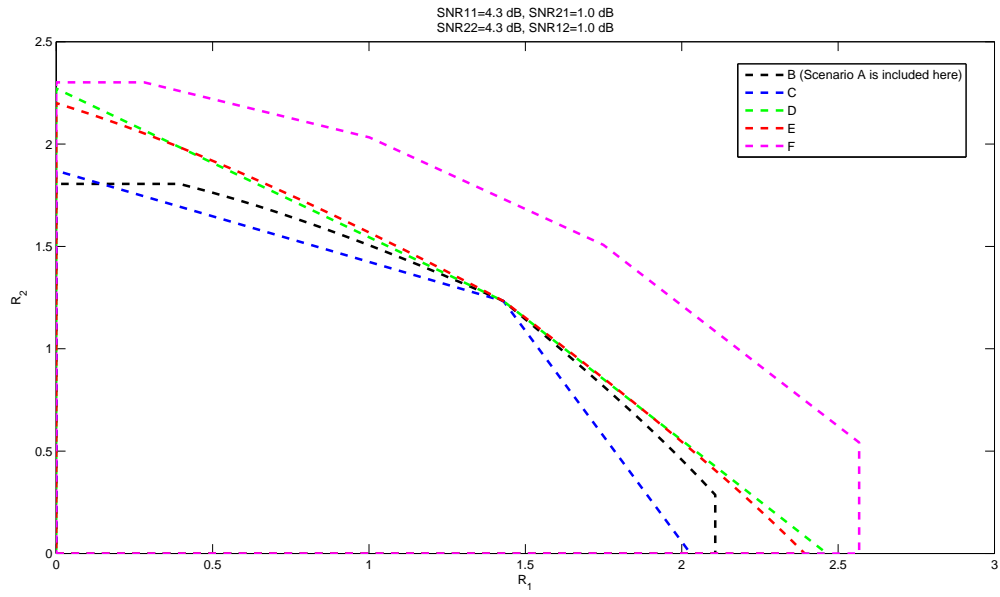
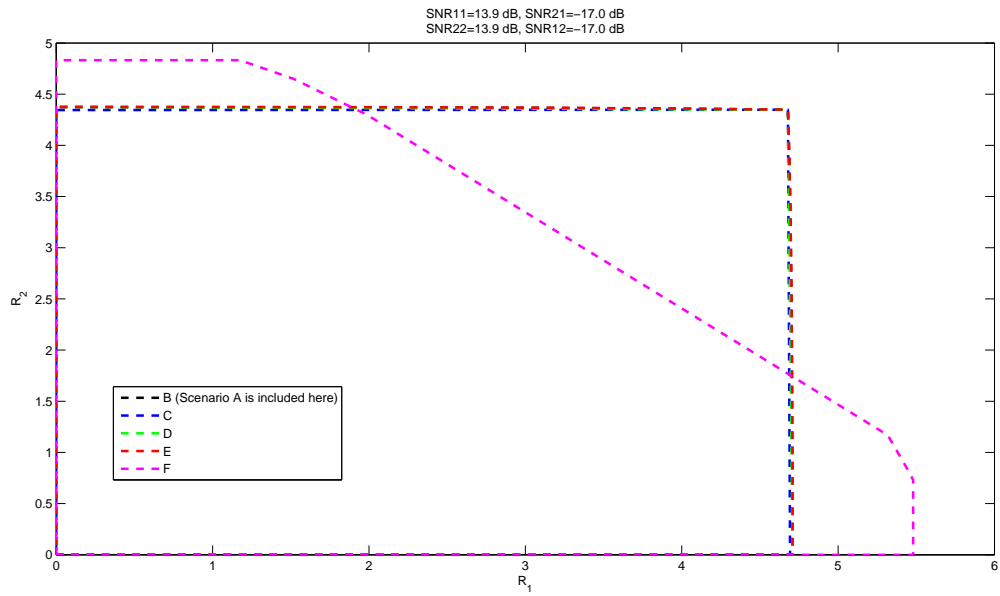
Figura 5.4: Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$ Figura 5.5: Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$

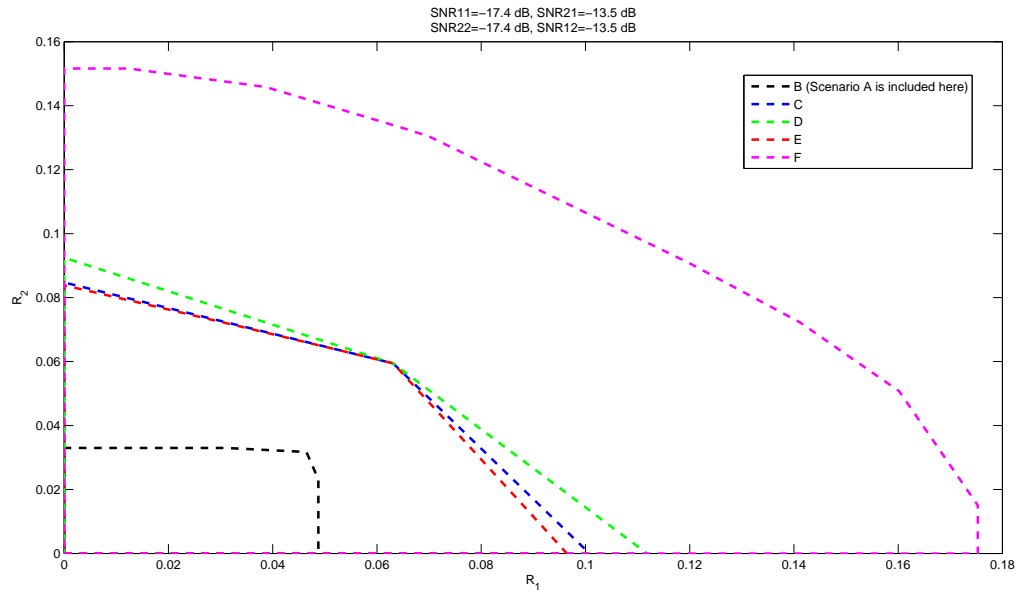
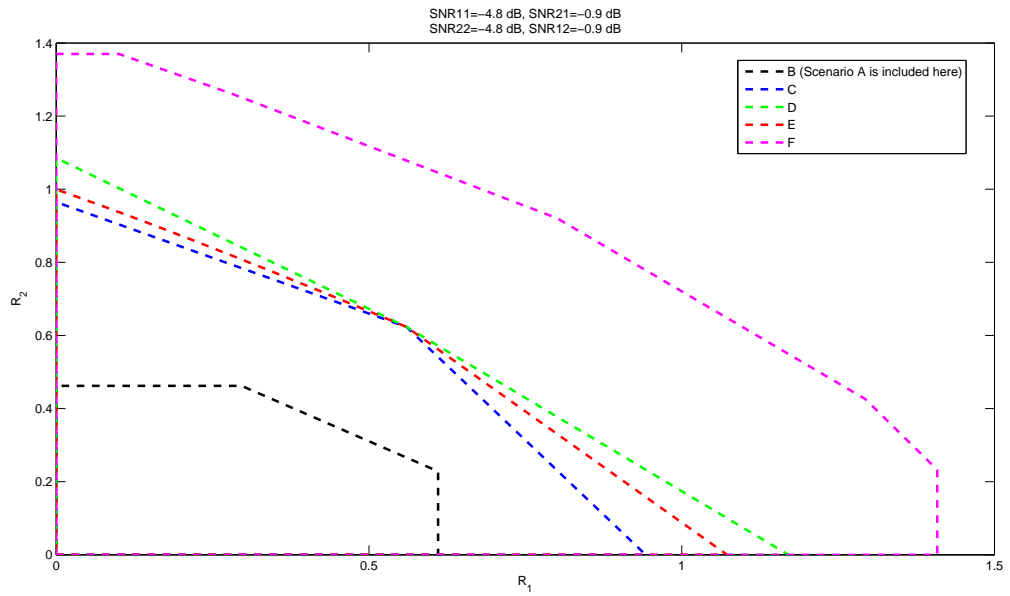
Figura 5.6: Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$ Figura 5.7: Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$

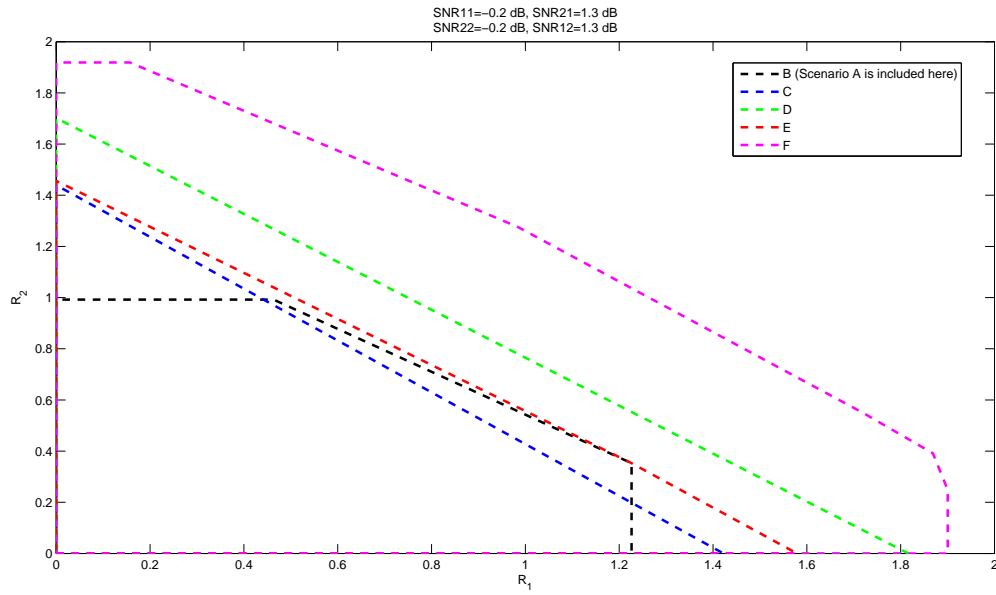
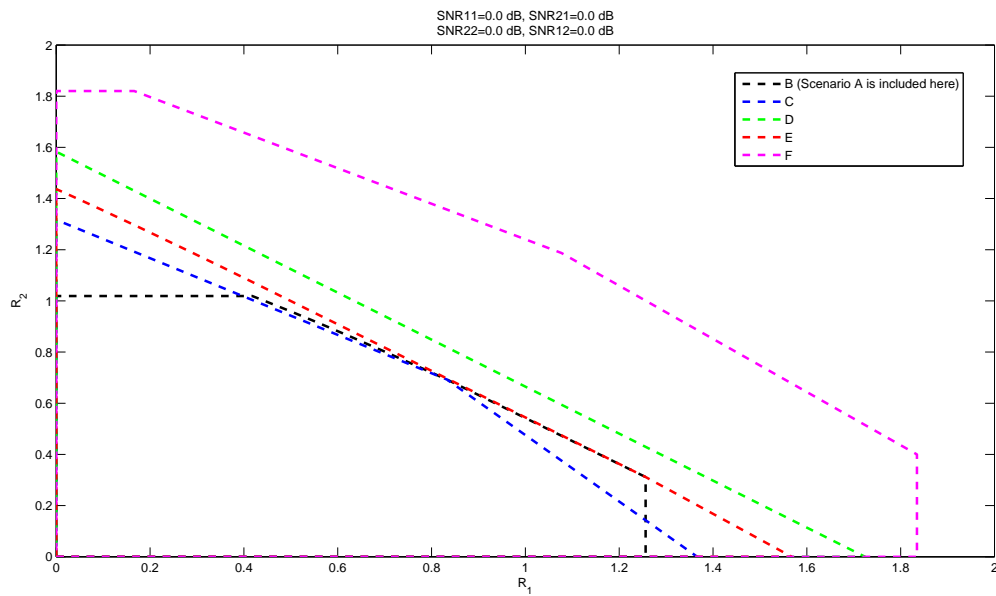
Figura 5.8: Escenario de sectorización 1. $A_1 - C_2$ Figura 5.9: Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$

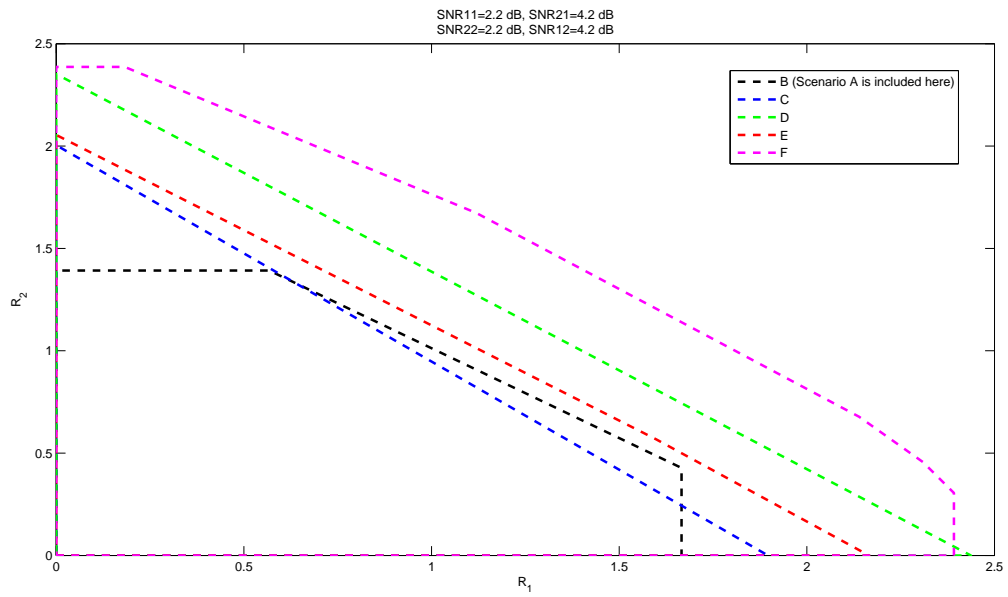
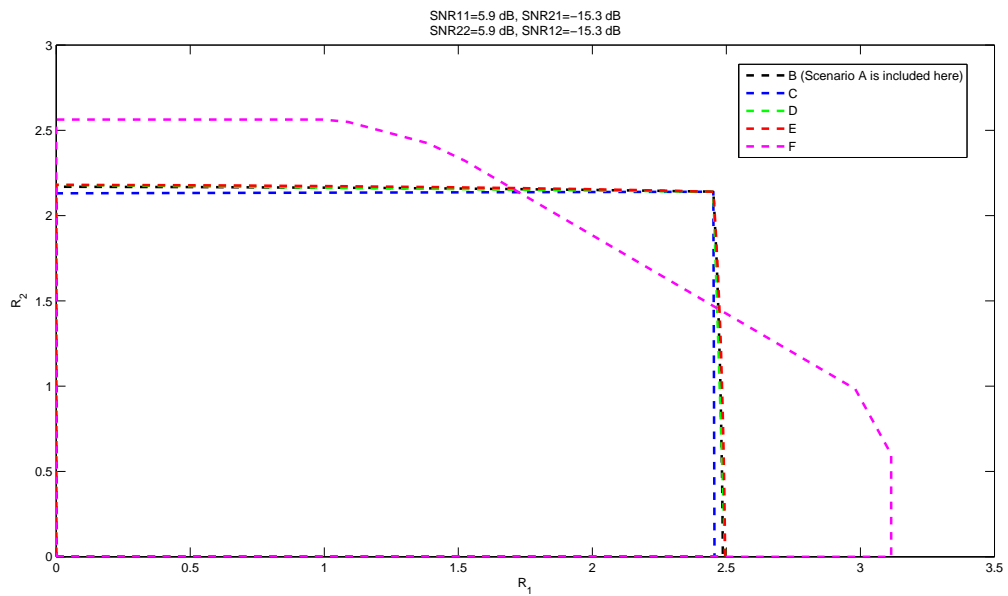
Figura 5.10: Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$ Figura 5.11: Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$

Figura 5.12: Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$ Figura 5.13: Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$

Figura 5.14: Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$ Figura 5.15: Escenario de sectorización 1. $A_1 - B_3$

Figura 5.16: Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$ Figura 5.17: Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$

Figura 5.18: Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$ Figura 5.19: Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$

Figura 5.20: Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$ Figura 5.21: Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$

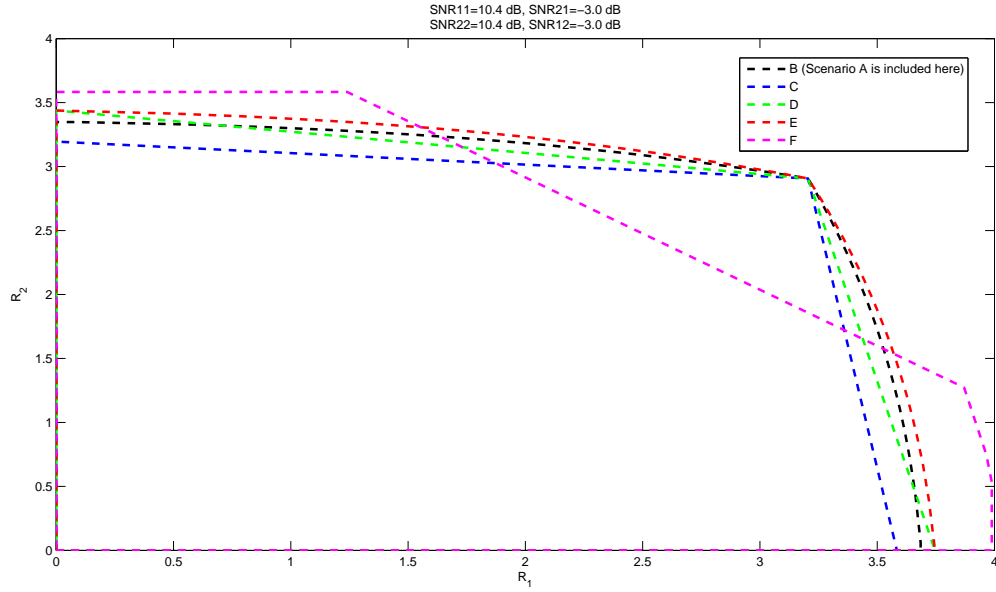


Figura 5.22: Escenario de sectorización 2. $A_1 - C_2$

A la vista de las gráficas se puede decir que para entornos con SNR bajas, el *Caso F* es la estrategia que mejores resultados obtiene, superando con creces al resto de estrategias. Al igual que en las gráficas del capítulo 4, se aprecia que la región del *Caso F* es mayor que la del resto de casos.

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El objetivo del proyecto era conseguir una estrategia de transmisión que mejorase la región de tasas alcanzable conseguidas por otras estrategias ya desarrolladas. A la vista de las gráficas mostradas en los capítulos anteriores podemos decir que se ha logrado, ya que con la estrategia utilizada en el *Caso F* se obtienen los mejores resultados.

Hay que comentar que en todas las gráficas la región de tasas generada con la estrategia del *Caso F* pasa por el punto central en el que confluyen todas las gráficas, pero esto no es así en algunas debido a que ese punto en la simulación concreta no se generó ya que la capacidad de simulación como comentamos es limitada y aun rozando el límite de memoria de Matlab no siempre fue posible conseguir que ese punto se generase. Por lo tanto, en dichas gráficas hay que tener en cuenta que la región *F* en realidad también pasa por ese punto común para el resto de estrategias.

En el capítulo 4, las gráficas mostradas se generaron fijando en el programa las SNR a los valores que interesaron para realizar las pruebas iniciales y confirmar que la estrategia *F* era con la que mejor región se obtenía. Una vez confirmado, tal y como se explica en el capítulo 5, se utilizaron como valores de SNR para las simulaciones los dados por varios escenarios interferentes en entornos realistas con desvanecimiento. En estas nuevas gráficas se aprecia que para condiciones desfavorables con SNR bajas, el *Caso F* supera con creces al resto de estrategias por lo que en entornos adversos esta estrategia sería la más recomendada. Al igual que en las gráficas del capítulo 4, en estas se ve que la región del *Caso F* es mayor que la del resto de casos.

En cuanto a líneas futuras para mejorar y generalizar la estrategia de transmisión propuesta, se podría desarrollar esta misma estrategia para un mayor número de estaciones base y/o usuarios, utilizar conjuntamente técnicas de diversidad por antenas múltiples. Además de conseguir generar las variables necesarias con una menor carga computacional.

TABLAS GENERACIÓN ESCENARIOS

α_2	ε_2	γ_1	β_1	α_1	λ_1	η_1	ω_1	γ_2	δ_2	ε_2	γ_2	κ_2	λ_2	σ_2	δ_1	μ_1	ε_1	σ_1	θ_1	τ_1	β_2	u_2	ϕ_2	γ_2	η_2	θ_2	v_2	ξ_1	ϕ_1	p_1	κ_1	γ_1	ω_2	τ_2	v_1	p_2			
S_2	S_2	S_1	S_1	I_1	I_1	I_1	I_1	I_2	I_2	I_2	I_2	I_2	S_2	S_2	S_1	S_1	I_1	I_1	I_1	I_1	I_2	I_2	I_2	I_2	S_2	S_2	S_2	S_2	S_1	S_1	S_1	S_1	S_1	S_2	S_2	I_1	I_2	α_1	S_1
α_1	ε_1	γ_2	β_2	α_2	λ_2	η_2	ω_2	γ_1	δ_1	ε_1	γ_1	κ_1	λ_1	σ_1	δ_2	μ_2	ε_2	σ_2	θ_2	τ_2	β_1	u_1	ϕ_1	γ_1	η_1	θ_1	v_1	ξ_2	ϕ_2	p_2	κ_2	γ_2	ω_1	τ_1	v_2	p_1	α_2	S_1	
S_1	S_1	S_2	S_2	I_2	I_2	I_2	I_2	I_1	I_1	I_1	I_1	I_1	S_1	S_1	S_2	S_2	I_2	I_2	I_2	I_2	I_1	I_1	I_1	I_1	S_1	S_1	S_1	S_1	S_2	S_2	S_2	S_2	S_1	S_1	I_2	I_2	α_2	S_1	

[illegible][illegible][illegible][illegible][illegible][illegible]

[illegible][illegible][illegible][illegible][illegible][illegible]

[illegible][illegible][illegible][illegible][illegible][illegible]

[illegible][illegible][illegible][illegible][illegible][illegible]

		η_1	β_1						ε_1	σ_1	θ_1	τ_1				η_2	θ_2	ν_2				ω_2	τ_2	ν_1	ρ_2
		S_1	S_1						I_1	I_1	I_1	I_1				S_2	S_2	S_2				S_2	S_2	I_1	I_2
	ε_1	γ_2						σ_1	δ_2		θ_2	τ_2	β_1				θ_1	ν_1	ξ_2		ρ_2	κ_2	τ_1	ρ_2	ρ_1
	S_1	S_2						S_1	S_2		I_2	I_2	I_1				S_1	S_1	S_2		S_2	S_2	S_1	I_2	I_1

		η_1	β_1						ε_1	σ_1	θ_1	τ_1				η_2	θ_2	ν_2				ω_2	τ_2	ν_1	ρ_2
		S_1	S_1						I_1	I_1	I_1	I_1				S_2	S_2	S_2				S_2	S_2	I_1	I_2
	ε_1	γ_2						σ_1	δ_2		θ_2	τ_2	β_1				θ_1	ν_1	ξ_2		ρ_2	κ_2	τ_1	ρ_2	ρ_1
	S_1	S_2						S_1	S_2		I_2	I_2	I_1				S_1	S_1	S_2		S_2	S_2	S_1	I_2	I_1

		η_1	β_1						ε_1	σ_1	θ_1	τ_1				η_2	θ_2	ν_2				ω_2	τ_2	ν_1	ρ_2
		S_1	S_1						I_1	I_1	I_1	I_1				S_2	S_2	S_2				S_2	S_2	I_1	I_2
	ε_1	γ_2						σ_1	δ_2		θ_2	τ_2	β_1				θ_1	ν_1	ξ_2		ρ_2	κ_2	τ_1	ρ_2	ρ_1
	S_1	S_2						S_1	S_2		I_2	I_2	I_1				S_1	S_1	S_2		S_2	S_2	S_1	I_2	I_1

		η_1	β_1						ε_1	σ_1	θ_1	τ_1				η_2	θ_2	ν_2				ω_2	τ_2	ν_1	ρ_2
		S_1	S_1						I_1	I_1	I_1	I_1				S_2	S_2	S_2				S_2	S_2	I_1	I_2
	ε_1	γ_2						σ_1	δ_2		θ_2	τ_2	β_1				θ_1	ν_1	ξ_2		ρ_2	κ_2	τ_1	ρ_2	ρ_1
	S_1	S_2						S_1	S_2		I_2	I_2	I_1				S_1	S_1	S_2		S_2	S_2	S_1	I_2	I_1

		η_1	β_1						ε_1	σ_1	θ_1	τ_1				η_2	θ_2	ν_2				ω_2	τ_2	ν_1	ρ_2
		S_1	S_1						I_1	I_1	I_1	I_1				S_2	S_2	S_2				S_2	S_2	I_1	I_2
	ε_1	γ_2						σ_1	δ_2		θ_2	τ_2	β_1				θ_1	ν_1	ξ_2		ρ_2	κ_2	τ_1	ρ_2	ρ_1
	S_1	S_2						S_1	S_2		I_2	I_2	I_1				S_1	S_1	S_2		S_2	S_2	S_1	I_2	I_1

		η_1	β_1						ε_1	σ_1	θ_1	τ_1				η_2	θ_2	ν_2				ω_2	τ_2	ν_1	ρ_2
		S_1	S_1						I_1	I_1	I_1	I_1				S_2	S_2	S_2				S_2	S_2	I_1	I_2
	ε_1	γ_2						σ_1	δ_2		θ_2	τ_2	β_1				θ_1	ν_1	ξ_2		ρ_2	κ_2	τ_1	ρ_2	ρ_1
	S_1	S_2						S_1	S_2		I_2	I_2	I_1				S_1	S_1	S_2		S_2	S_2	S_1	I_2	I_1

$\alpha 2$	$\varepsilon 2$								$\varepsilon 1$	$\sigma 1$	$\theta 1$	$\tau 1$					$\xi 1$	$\phi 1$	$\rho 1$	$\kappa 1$	$\gamma 1$		$v 1$	$\rho 2$
S2	S2								I1	I1	I1	I1					S1	S1	S1	S1	S1		I1	I2
	$\varepsilon 1$	$\gamma 2$						$\sigma 1$	$\delta 2$				$\phi 1$	$\chi 1$			$\theta 1$	$v 1$	$\rho 2$	$\kappa 2$		$\tau 1$	$v 2$	$p 1$
	S1	S2						S1	S2				I1	I1			S1	S1	S2	S2		S1	I2	I1

$\alpha 2$	$\varepsilon 2$								$\varepsilon 1$	$\sigma 1$	$\theta 1$	$\tau 1$					$\xi 1$	$\phi 1$	$\rho 1$	$\kappa 1$	$\gamma 1$		$v 1$	$\rho 2$
S2	S2								I1	I1	I1	I1					S1	S1	S1	S1	S1		I1	I2
	$\varepsilon 1$	$\gamma 2$						$\sigma 1$	$\delta 2$				$\phi 1$	$\chi 1$			$\theta 1$	$v 1$	$\rho 2$	$\kappa 2$		$\tau 1$	$v 2$	$p 1$
	S1	S2						S1	S2				I1	I1			S1	S1	S2	S2		S1	I2	I1

$\alpha 2$	$\varepsilon 2$								$\varepsilon 1$	$\sigma 1$	$\theta 1$	$\tau 1$					$\xi 1$	$\phi 1$	$\rho 1$	$\kappa 1$	$\gamma 1$		$v 1$	$\rho 2$
S2	S2								I1	I1	I1	I1					S1	S1	S1	S1	S1		I1	I2
	$\varepsilon 1$	$\gamma 2$						$\sigma 1$	$\delta 2$				$\phi 1$	$\chi 1$			$\theta 1$	$v 1$	$\rho 2$	$\kappa 2$		$\tau 1$	$v 2$	$p 1$
	S1	S2						S1	S2				I1	I1			S1	S1	S2	S2		S1	I2	I1

$\alpha 2$	$\varepsilon 2$								$\varepsilon 1$	$\sigma 1$	$\theta 1$	$\tau 1$					$\xi 1$	$\phi 1$	$\rho 1$	$\kappa 1$	$\gamma 1$		$v 1$	$\rho 2$
S2	S2								I1	I1	I1	I1					S1	S1	S1	S1	S1		I1	I2
	$\varepsilon 1$	$\gamma 2$						$\sigma 1$	$\delta 2$				$\phi 1$	$\chi 1$			$\theta 1$	$v 1$	$\rho 2$	$\kappa 2$		$\tau 1$	$v 2$	$p 1$
	S1	S2						S1	S2				I1	I1			S1	S1	S2	S2		S1	I2	I1

$\alpha 2$	$\varepsilon 2$								$\varepsilon 1$	$\sigma 1$	$\theta 1$	$\tau 1$					$\xi 1$	$\phi 1$	$\rho 1$	$\kappa 1$	$\gamma 1$		$v 1$	$\rho 2$
S2	S2								I1	I1	I1	I1					S1	S1	S1	S1	S1		I1	I2
	$\varepsilon 1$	$\gamma 2$						$\sigma 1$	$\delta 2$				$\phi 1$	$\chi 1$			$\theta 1$	$v 1$	$\rho 2$	$\kappa 2$		$\tau 1$	$v 2$	$p 1$
	S1	S2						S1	S2				I1	I1			S1	S1	S2	S2		S1	I2	I1

$\alpha 2$	$\varepsilon 2$								$\varepsilon 1$	$\sigma 1$	$\theta 1$	$\tau 1$					$\xi 1$	$\phi 1$	$\rho 1$	$\kappa 1$	$\gamma 1$		$v 1$	$\rho 2$
S2	S2								I1	I1	I1	I1					S1	S1	S1	S1	S1		I1	I2
	$\varepsilon 1$	$\gamma 2$						$\sigma 1$	$\delta 2$				$\phi 1$	$\chi 1$			$\theta 1$	$v 1$	$\rho 2$	$\kappa 2$		$\tau 1$	$v 2$	$p 1$
	S1	S2						S1	S2				I1	I1			S1	S1	S2	S2		S1	I2	I1

Bibliografía

- [1] A. El Gamal and T. Cover, “Multiple user information theory,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 12, pp. 1466–1483, Dec. 1980.
- [2] A. Carleial, “A case where interference does not reduce capacity,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 5, pp. 569–570, Sep 1975.
- [3] G. Ungerboeck, “Channel coding with multilevel/phase signals,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 1, pp. 55–67, Jan 1982.
- [4] H. Imai and S. Hirakawa, “A new multilevel coding method using error-correcting codes,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 3, pp. 371–377, May 1977.
- [5] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of information theory*. Wiley, 1991.
- [6] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge Univ. Press, 2005.
- [7] X. Ma and L. Ping, “Coded modulation using superimposed binary codes,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 12, pp. 3331–3343, Dec 2004.
- [8] —, “Power allocations for multilevel coding with sigma mapping,” *Electronics Letters*, vol. 40, no. 10, pp. 609–611, May 2004.
- [9] L. Ping, L. Liu, K. Wu, and W. Leung, “Interleave division multiple-access,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 4, pp. 938–947, April 2006.

- [10] L. Liu, J. Tong, and L. Ping, "Analysis and optimization of cdma systems with chip-level interleavers," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 24, no. 1, pp. 141–150, Jan. 2006.
- [11] R. N̄abar, F. Kneubuhler, and H. Bölcskei, "Performance limits of amplify-and-forward based fading relay channels," *IEEE ICASSP*, Jun 2004.
- [12] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. part i. system description," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, Nov. 2003.
- [13] J. Laneman, D. Tse, and G. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, Dec 2004.
- [14] T. Hunter and A. N̄osratinia, "Cooperation diversity through coding," in *Information Theory, 2002. Proceedings. 2002 IEEE International Symposium on*, 2002, pp. 220–.
- [15] E. Larsson and B. Vojcic, "Cooperative transmit diversity based on superposition modulation," *Communications Letters, IEEE*, vol. 9, no. 9, pp. 778–780, Sep 2005.
- [16] "On the capacity of multiple-terminal communication networks," *Stanford Electronics Lab. Rep.*, Aug 1975.
- [17] D. Slepian and J. Wolf, "A coding theorem for multiple-access channels with correlated sources," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 52, pp. 1037–1076, Sep 1973.
- [18] R. F. Ahlswede, "The capacity region of a channel with two senders and two receivers," *Annals of Probability*, vol. 2, no. 5, pp. 805–814, 1974.
- [19] M. Ulrey, "The capacity region of a channel with s senders and r receivers," *Information and Control*, vol. 29, no. 3, pp. 185–203, 1975.
- [20] T. Cover, "Broadcast channels," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 1, pp. 2–14, Jan 1972.
- [21] H. Sato, "Two-user communication channels," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 3, pp. 295–304, 1977.

-
- [22] A. Carleial, “Interference channels,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 60–70, Jan 1978.